

VŠB – Technická univerzita Ostrava

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Katedra Elektroniky

**Modelování a simulace regulace rychlosti DC motoru v obou
regulačních rozsazích**

**Modelling and Simulation of DC Motor Speed Control in the Field-
weakening Region**

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání bakalářské práce

Student: **Petr Janča**
Studijní program: B2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2602R014 Aplikovaná a komerční elektronika
Téma: Modelování a simulace regulace rychlosti DC motoru v obou
regulačních rozsazích
Modelling and Simulation of DC Motor Speed Control in the Field-
weakening Region

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor struktury regulace rychlosti DC motoru v obou regulačních rozsazích
2. Sestavení matematického a simulačního modelu struktury regulace rychlosti DC motoru v obou regulačních rozsazích
3. Simulační ověření vlastností struktury regulace rychlosti DC motoru v obou regulačních rozsazích

Seznam doporučené odborné literatury:

Dle pokynů vedoucího závěrečné práce

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **doc. Ing. Ivo Neborák, CSc.**

Datum zadání: 16.11.2012

Datum odevzdání: 07.05.2013



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 6.5.2013


.....
podpis studenta

Rád bych vyjádřil poděkování panu doc. Ing. Ivo Neborákovi, CSc. za odborné vedení, cenné rady a připomínky, které mi poskytl při zpracování mé bakalářské práce

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá regulací rychlosti stejnosměrného motoru v obou rozsazích. Cílem práce je ověření simulačních vlastností této regulační struktury. První část je věnována teoretickému rozboru, kde jsou definovány vlastnosti jednotlivých členů a jejich úloha v regulační struktuře. Druhá část je zaměřena na návrh matematického modelu, ze kterého bude vycházet simulační model. Simulační model je realizován v programu Matlab/Simulink.

Klíčové slova

Stejnosměrný motor, regulace, matematický model

Abstract

This bachelor thesis deals with speed control direct current motor in the Field-weakening region. The aim of the thesis is verify the simulation properties of this regulatory structure. The first part focuses on theoretical analysis which defined the properties of individual members and their role in the regulatory structure. The second part focuses on the design of a mathematical model which serves for create a simulation model. The simulation model is implemented in Matlab/Simulink.

Keywords

Direct current motor, regulation, mathematical model

Obsah

Seznam použitých zkratk a symbolů	8
1 Úvod.....	12
2 Teoretický rozbor	13
2.1 Způsoby řízení rychlosti stejnosměrného motoru	13
2.2 Regulace rychlosti DC motoru v obou rozsazích	16
2.3 Struktura regulace rychlosti v obou rozsazích	18
2.4 Matematický model DC motoru s cizím buzením.....	20
2.5 Tyristorový usměrňovač pro DC motor	23
2.5.1 Tyristor.....	23
2.5.2 Princip generátoru řídicích impulsů	25
2.5.3 Základní rozdělení řízených tyristorových usměrňovačů.....	26
2.5.4 Fázové řízení výstupního napětí tyristorového usměrňovače.....	27
2.5.5 Řídicí charakteristika tyristorového usměrňovače	28
2.5.6 Třífázový můstkový usměrňovač.....	29
2.5.7 Matematický model tyristorového usměrňovače	30
2.6 Regulace elektrického pohonu	32
2.6.1 Přechodová charakteristika.....	32
2.6.2 Základní vlastnosti regulátorů	33
2.6.3 Optimalizace regulačního obvodu	34
2.6.4 Regulace proudu kotvy	35
2.6.5 Regulace rychlosti.....	36
2.6.6 Regulace budícího proudu.....	37
2.6.7 Regulace indukovaného napětí	37
3 Praktická část.....	38
3.1 Výpočet parametrů motoru	38
3.2 Návrh matematického modelu tyristorových měničů	39
3.3 Návrh regulátoru proudu kotvy	40

3.4	Návrh regulátoru rychlosti	42
3.5	Návrh regulátoru budícího proudu	44
3	Simulační ověření struktury	45
3.1	Simulační model	45
3.2	Průběhy simulovaných veličin	47
Závěr		52
Literatura		53
Příloha		54

Seznam použitých zkratek a symbolů

F_I	Přenos proudového čidla	[-]
F_{OM}	Normovaný přenos pro optimální modul	[-]
F_R	Přenos regulátoru	[-]
F_{RI}	Přenos regulátoru proudu	[-]
F_{RIb}	Přenos regulátoru budícího proudu	[-]
$F_{R\omega}$	Přenos regulátoru rychlosti	[-]
F_{SO}	Normovaný přenos pro symetrické optimum	[-]
F_{TD}	Přenos tachodynamy	[-]
F_{TM}	Přenos tyristorového měniče	[-]
F_a	Přenos obvodu kotvy	[-]
$F_{c\phi}$	Přenos budící konstanty	[-]
F_m	Mechanický přenos	[-]
F_{mot}	Přenos motoru	[-]
$I_{T(AV)}$	Střední hodnota propustného proudu tyristoru	[A]
I_a	Proud obvodu kotvy	[A]
I_b	Proud obvodu buzení	[A]
J_C	Celkový moment setrvačnosti	[kg·m ²]
K_I	Zesílení proudového čidla	[-]
K_R	Zesílení regulátoru	[-]
K_{RI}	Zesílení regulátoru proudu kotvy	[-]
K_{RIb}	Zesílení regulátoru budícího proudu	[-]
$K_{R\omega}$	Zesílení regulátoru rychlosti	[-]

K_{SI}	Zesílení regulované soustavy proudu	[-]
$K_{S\omega}$	Zesílení regulované soustavy rychlosti	[-]
K_{TD}	Zesílení tachodynama	[V·s]
K_{TM}	Zesílení tyristorového měniče	[-]
K_a	Zesílení obvodu kotvy	[-]
L_a	Indukčnost obvodu kotvy	[H]
L_b	Indukčnost obvodu buzení	[H]
M_D	Dynamický moment pohonu	[N·m]
M_{PM}	Moment pohybového mechanismu	[N·m]
M_e	Moment motoru	[N·m]
M_{max}	Maximální moment motoru	[N·m]
M_n	Jmenovitý moment motoru	[N·m]
P_n	Jmenovitý výkon motoru	[W]
R_1	Vstupní odpor operačního zesilovače	[Ω]
R_2	Zpětnovazební odpor operačního zesilovače	[Ω]
R_a	Odpor obvodu kotvy	[Ω]
R_b	Odpor obvodu buzení	[Ω]
U_1	Vstupní napětí operačního zesilovače	[V]
U_2	Výstupní napětí operačního zesilovače	[V]
$U_{\text{ř}}$	Řídicí napětí	[V]
U_{AK}	Napětí mezi anodou a katodou tyristoru	[V]
U_{BO}	Spínací napětí tyristoru v propustném směru	[V]
U_{BR}	Průrazné napětí tyristoru v závěrném směru	[V]
$U_{D(AV)}$	Střední hodnota výstupního napětí usměrňovače	[V]

U_{D0}	Střední hodnota výstupního napětí usměrňovače naprázdno	[V]
$U_{D\alpha}$	Střední hodnota výstupního napětí usměrňovače při $\alpha > 0$	[V]
U_{RRM}	Maximální opakovatelné napětí tyristoru v závěrném směru	[V]
U_{TO}	Prahové napětí tyristoru v propustném směru	[V]
U_a	Napájecí napětí obvodu kotvy	[V]
U_b	Napájecí napětí obvodu buzení	[V]
U_i	Indukované napětí	[V]
U_m	Amplituda fázového napětí	[V]
$c\phi_n$	Jmenovitá budicí konstanta	[V·s]
f	Frekvence napájecí sítě	[Hz]
i_D	Proud tyristoru v blokovacím směru	[A]
i_G	Proud řídící elektrody tyristoru	[A]
i_H	Vratný proud tyristoru	[A]
i_L	Přidržený proud tyristoru	[A]
i_R	Závěrný proud tyristoru	[A]
i_T	Proud tyristoru v propustném směru	[A]
q	Počet pulsů usměrňovače	[-]
r_T	Diferenciální odpor tyristoru v propustném směru	[Ω]
t_m	Rychlost regulace	[s]
t_r	Doba regulace	[s]
u_D	Blokovací napětí tyristoru	[V]
u_G	Napětí mezi řídící elektrodou a katodou tyristoru	[A]
u_R	Závěrné napětí tyristoru	[V]
u_T	Propustné napětí tyristoru	[V]

τ	Časová konstanta	[s]
τ_I	Časová konstanta čidla proudu	[s]
τ_R	Časová konstanta regulátoru	[s]
τ_{RI}	Časová konstanta regulátoru proudu kotvy	[s]
τ_{RIb}	Časová konstanta regulátoru budícího proudu	[s]
τ_{TD}	Časová konstanta tachodynamu	[s]
τ_{TM}	Časová konstanta tyristorového měniče	[s]
τ_a	Elektromagnetická časová konstanta obvodu kotvy	[s]
τ_b	Elektromagnetická časová konstanta obvodu buzení	[s]
τ_m	Elektromechanická časová konstanta	[s]
τ_σ	Součtová časová konstanta	[s]
ω	Úhlová rychlost	[rad·s ⁻¹]
ω_0	Úhlová rychlost naprázdno	[rad·s ⁻¹]
ω_n	Jmenovitá úhlová rychlost	[rad·s ⁻¹]
ϑ_j	Teplota přechodu polovodičové součástky	[°C]
$\Delta\omega$	Úbytek úhlové rychlosti	[rad·s ⁻¹]
Φ	Magnetický tok	[Wb]
α	Řídicí úhel usměrňovače	[°]
π	Pí - Ludolfovo číslo	[-]
σ	Překmit	[%]

1 Úvod

V této bakalářské práci se budu zabývat regulací rychlosti stejnosměrného cize buzeného motoru v obou rozsazích.

Teoretická část je zaměřena na stručný popis a princip řízení stejnosměrného motoru použitého v regulovaných pohonech. Zaměřím se na jednotlivé členy a veličiny, jež hrají důležitou roli ve způsobu řízení rychlosti stejnosměrného motoru. Dále zmíním, jak se tyto veličiny na změně rychlosti projevují. V následující části se zaměřím na popis samotné struktury regulace. Pomocí zjednodušeného schématu se budu snažit vysvětlit základní princip a vlastnosti této struktury. Popíši, o jakou regulaci se bude jednat, jakým způsobem bude rychlost regulována a jaké prostředky budou k regulaci využity. Následně teoreticky rozeberu tyristorový měnič, který je v regulačních strukturách používán. Nakonec nahlédnu do optimalizace regulačních obvodů a ke způsobům pomoci, kterých sestavím matematické modely jednotlivých prvků struktury.

Praktická část je zaměřena na sestavení a návrh matematického modelu motoru a ostatních bloků regulační struktury. Návrh regulační struktury jsem si rozdělil do dvou částí. Na obvod kotvy a obvod buzení. Pro návrh regulátoru proudu kotvy a regulátoru rychlosti aplikuji pouze znalost matematického modelu DC motoru, řízeného napětím kotvy s konstantním buzením (obr. 6). V návrhu části s budícím obvodem je třeba už počítat s tím, že magnetický tok nebude konstantní a bude se nelineárně měnit, proto u regulátoru budícího proudu a regulátoru indukovaného napětí bude třeba zohlednit tento fakt. Model motoru a další jednotlivé bloky struktury, jsou tvořeny operátorovými přenosy, které popisují dynamické chování celé soustavy. Implementováním vypočtených přenosových funkcí, ze sestavených blokových struktur, do programu Matlab/Simulink nasimuluji dynamické chování stejnosměrného motoru regulovaného v obou regulačních rozsazích při rozběhu.

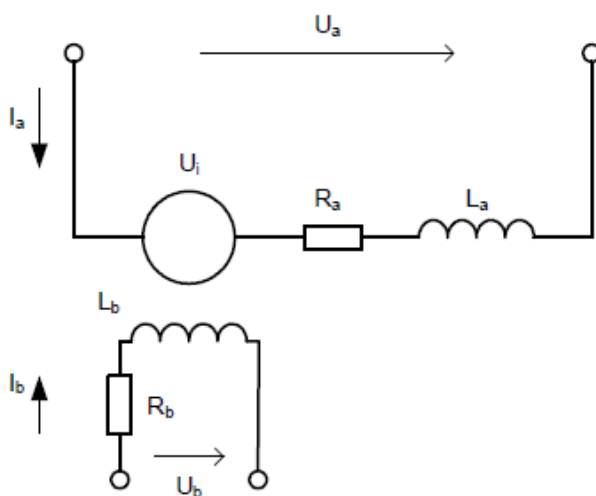
V závěru budu porovnávat výsledky simulačního modelu struktury s teoretickými poznatky u reálného pohonu s regulační strukturou. Štítkové, měřené a vypočtené parametry simulovaného pohonu jsou obsaženy v příloze.

2 Teoretický rozbor

2.1 Způsoby řízení rychlosti stejnosměrného motoru

Stejnoscsměrný motor je pro své výhodné vlastnosti ideálním regulačním pohonem. Podstatnou vlastností je možnost plynule měnit otáčky změnou napájecího napětí. U regulovaných pohonů se stejnosměrnými stroji jsou především používány stejnosměrné motory (dále už jen DC motor) cize buzené nebo DC motory buzené permanentními magnety ve statoru. Pro znázornění a použití ve vlastní struktuře regulace rychlosti bude sloužit nejlépe stejnosměrný motor s cizím buzením, který je ve spojení s polovodičovými měniči výhradně používán v regulačních pohonech pro nejrůznější aplikace. Oproti DC motoru s permanentními magnety se může dostat do oblastí odbuzení (snižováním magnetického toku), který lze využít pro rozšíření rozsahu řízení nad jmenovitou hodnotu rychlosti motoru, což je velmi podstatné v této práci. Dalším důvodem je snadná řiditelnost pohonu v obou směrech otáčení ve všech pracovních režimech při širokém regulačním rozsahu. Významnou vlastností je skutečnost, že lze popsat poměrně jednoduchým matematickým modelem. Ten není sice absolutně přesný, jelikož jsou zanedbávány určité vlivy (reakce kotvy, úbytek napětí na kartáčích a další), ale pro použití v návrhu regulační struktury je dostačující.

Pomocí náhradního schématu na obr. 1 můžeme objasnit všechny způsoby řízení DC motoru.



Obr. 1 – Schéma zapojení DC cize buzeného motoru[1]

Ze zapojení dle obr. 1. můžeme odvodit rovnici za ustáleného stavu, kde U_a je napájecí napětí kotvy (rotoru) a U_b je napájecí napětí budicího obvodu (statoru). Při otáčení motoru úhlovou rychlostí ω se ve vinutí kotvy vytváří indukované napětí $U_i = c\phi \cdot \omega$. Působením proudu a magnetického toku se vytváří moment $M_e = c\phi \cdot I_a$, kde c je konstrukční konstanta motoru, ϕ je magnetického tok a I_a je proud kotvy.

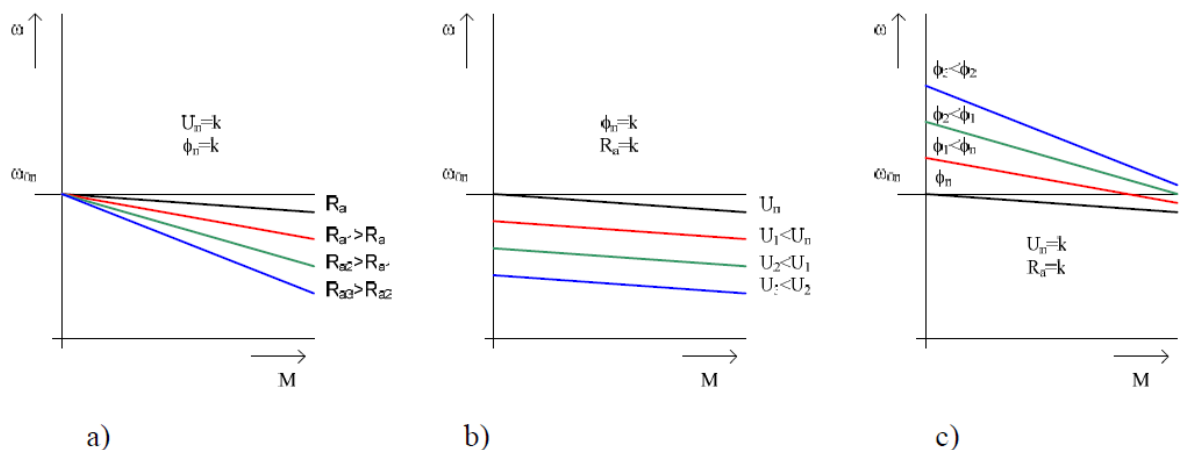
$$U_a = U_i + R_a \cdot I_a = c\phi \cdot \omega + R_a \cdot I_a \quad (1.1)$$

Z výše uvedeného vztahu (1.1) můžeme určit vztah pro úhlovou rychlost motoru:

$$\omega = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{R_a \cdot I_a}{c\phi} = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{R_a}{(c\phi)^2} \cdot M = \omega_0 - \Delta\omega \quad (1.2)$$

Z rovnice 1.2 je patrné, že změny rychlosti DC motoru lze provádět změnou napájecího napětí kotvy (rotoru) U_a , změnou magnetického toku ϕ (prostřednictvím budicího napětí U_b) a odporem kotvy R_a . Celková úhlová rychlost je dána, jako ω_0 rychlost naprázdno – tj. bez zatížení motoru a $\Delta\omega$, což je úbytek rychlosti v závislosti na zatížení motoru. [2]

Pro názornost jsou níže uvedeny momentové charakteristiky (obr. 2), na níž je znázorněna závislost úhlové rychlosti motoru na zatížení při různých hodnotách řídicích veličin.



Obr. 2. – Mechanické charakteristiky cize buzeného DC motoru[1]

Výše uvedené charakteristiky popisují způsoby řízení následně:

a) Odporem R_a

První možností, kterou můžeme regulovat otáčky DC motoru je změna odporu v obvodu kotvy. Zařazením přídavného (vnějšího) odporu do obvodu kotvy. Jedná se ale o ztrátovou regulaci, energeticky nevýhodnou, protože elektrický proud se v přídavném odporníku mění v teplo. Proto tento způsob řízení již dále nebude zmiňován.

b) Napětím zdroje U_a

Změnou napětí U_a měníme pouze velikost úhlové rychlosti naprázdno podle rovnice 1.3. Na velikosti úbytku úhlové rychlosti tato změna nemá žádný vliv.

$$\omega_0 = \frac{U_a}{c\phi} \quad (1.3)$$

c) Magnetickým tokem ϕ

Prostřednictvím budicího napětí U_b , kde změnou magnetického toku měníme jak rychlost naprázdno ω_0 , tak i úbytek rychlosti $\Delta\omega$. [2]

2.2 Regulace rychlosti DC motoru v obou rozsazích

Regulaci můžeme provádět buďto do jmenovité (základní) rychlosti, které dosáhneme pomocí změny napětí kotvy při konstantním buzení. Tzn., že řízení probíhá při konstantní hodnotě jmenovitého magnetického toku motoru $\Phi = \Phi_n$.

Dovolené zatížení motoru při tomto řízení je ohraničeno jmenovitým momentem motoru M_n . Napětí na svorkách motoru by nemělo překročit jmenovitou hodnotu napětí stroje U_{an} , z čehož vyplývá, že regulací napětím kotvy motoru můžeme měnit rychlost pouze na hodnotu nižší než je hodnota jmenovité rychlosti, která je dána vlastní charakteristikou stroje. Myslíme tím charakteristiku při jmenovitém napětí U_{an} , jenž je určená rychlostí naprázdno ω_0 a rychlostí ω_n při jmenovitém zatížení M_n . [2]

Rozšíření regulačního rozsahu nad jmenovitou rychlost se provádí pomocí změny magnetického toku Φ , přesněji tedy odbuzováním – tj. snižováním magnetického toku Φ při jmenovitém napětí kotvy.

Tento způsob řízení je obzvláště výhodný díky regulaci, která se provádí v obvodu s poměrně malým výkonem, kde právě výkon budicího obvodu činí pouze 2÷5% výkonu motoru. V dnešní době se k regulaci budicího obvodu používají výhradně tyristorové měniče.

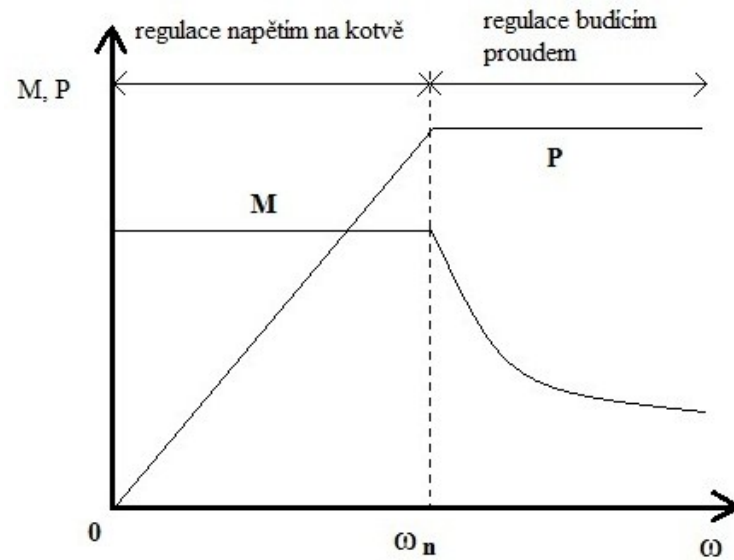
Dovolené zatížení M_{max} , které dosáhneme při odbuzování, získáme z následujících rovnic:

$$c\Phi = \frac{U_a - R_a \cdot I_a}{\omega} \quad (2.1)$$

$$M_{max} = c\Phi \cdot I_{an} = \frac{(U_{an} - R_a \cdot I_{an}) \cdot I_{an}}{\omega} \quad (2.2)$$

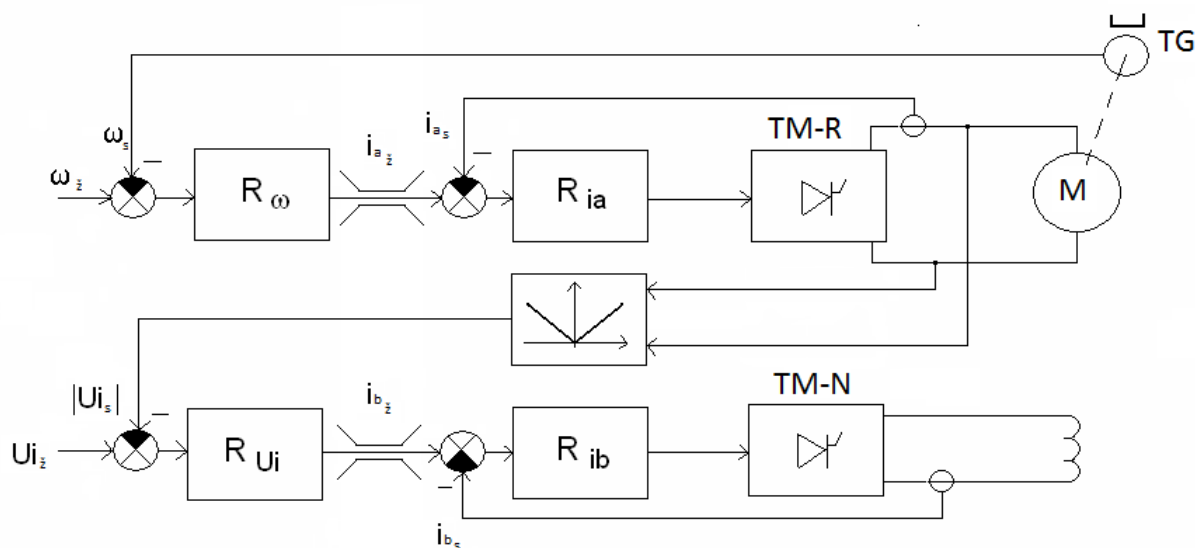
DC motor vytváří při konstantním proudu kotvy konstantní moment. Výkon motoru je roven součinu momentu a rychlosti. Z níže uvedené charakteristiky je patrné, že výkon motoru lineárně roste s rychlostí. Při záběru je výkon teoreticky nulový, naopak při závěru oblasti regulace napětím kotvy (levá část) je výkon maximální a ze sítě je odebírán největší proud. Rozmezí regulace napětím kotvy a regulace budicím proudem je dáno jmenovitými otáčkami ω_n , kde již

dále nelze zvyšovat napájecí napětí kotvy motoru. V pravé části charakteristiky se rychlost reguluje zvýšením magnetického toku - odbuzením. Při konstantním kotevním proudu klesá moment spolu s magnetickým tokem, ale výkon zůstává konstantní. [2]



Obr. 3. – Závislost výkonu a zatěžovacího momentu na úhlové rychlosti[3]

2.3 Struktura regulace rychlosti v obou rozsazích

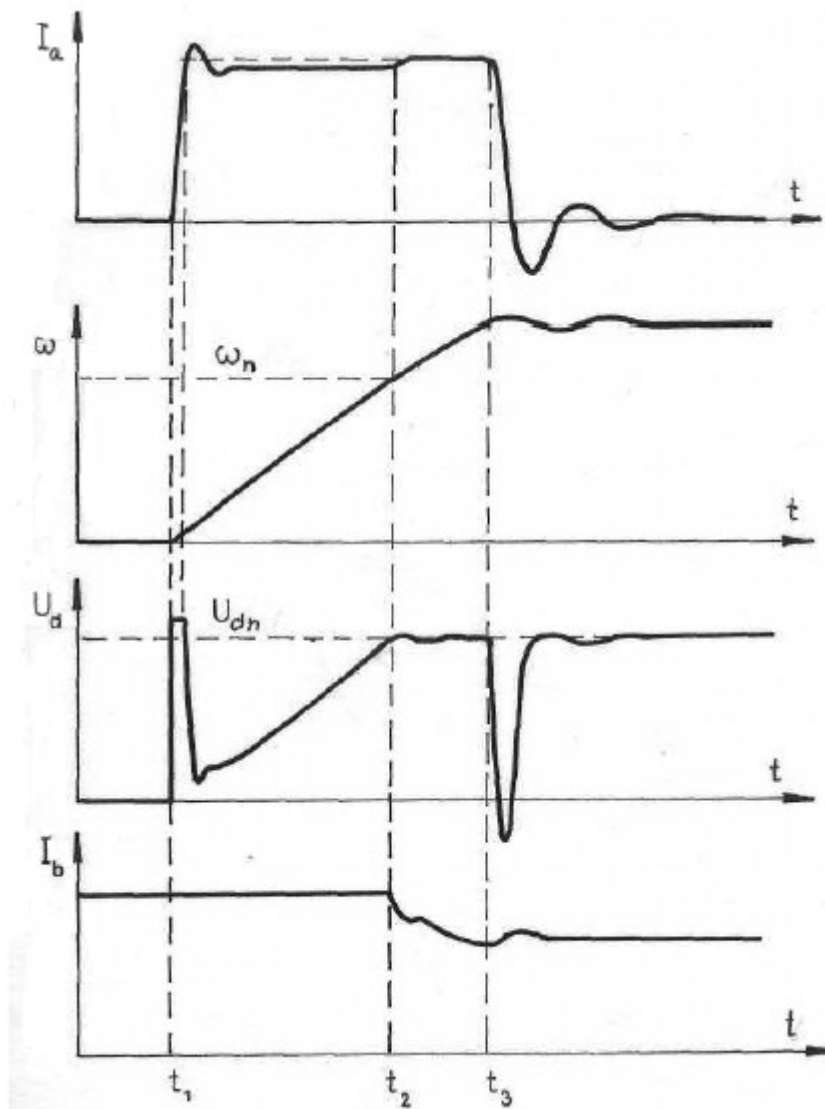


Obr. 4. – Struktura závislé regulace rychlosti v obou rozsazích[3]

Obr. 4. naznačuje princip regulace DC motoru v obou rozsazích, kde DC motor je napájen skrze kotvu 4 - kvadrantovým tyristorovým usměrňovačem (ve schématu TM-R). Regulační struktura kotvy je složena z proudové smyčky s nadřazenou smyčkou otáček, jenž má zpětnou vazbu do tachodynamu (TG). Tachodynamo, jak je na obr. 4. naznačeno, snímá skutečnou rychlost otáček motoru ω_s a poté pomocí zpětné vazby posílá tuto informaci zpět do regulátoru rychlosti R_ω , který tuto informaci dále vyhodnocuje s ohledem na požadovanou rychlost ω_z .

Buzení je napájeno skrze jedno – kvadrantový tyristorový usměrňovač (TM-N). Při této regulaci se využívá změny indukovaného napětí U_i . Skutečná hodnota tohoto napětí U_{i_s} se porovnává s žádanou hodnotou indukovaného napětí U_{i_z} . Součástí struktury je nelineární člen absolutní hodnoty, který zajišťuje stejnou hodnotu U_{i_s} pro oba smysly otáčení. Na výstupu smyčky buzení je omezovací člen, jenž je nastaven na jmenovitý budicí proud I_{b_z} . Při regulaci do jmenovité rychlosti dostává podřazená smyčka budicího proudu signál maximálního (jmenovitého) žádaného budicího proudu I_{b_z} , neboť regulátor R_{U_i} je na omezení. V tomto případě je motor plně nabuzen. Jakmile začneme zvyšovat indukované napětí nad nastavenou hodnotu U_{i_z} docílíme toho, že regulátor R_{U_i} zmenší budicí proud a nastane odbuzování motoru. Tím začne stoupat rychlost nad svou jmenovitou hodnotu. Poté se indukované napětí opět vrátí na původní hodnotu U_{i_z} . [2]

Časové průběhy při rozběhu na maximální rychlost:



Obr. 5. – Dynamická charakteristika motoru při rozběhu motoru na max. rychlost[2]

Na obr. 5. jsou znázorněny časové průběhy proudu měniče I_a , rychlosti ω , napětí na měniči kotvy U_a a proudu buzení I_b .

V čase t_1 dojde k rozběhu motoru, začíná se lineárně zvyšovat rychlost a prudce stoupne proud kotvy I_a . V čase t_2 se indukované napětí dostává na nastavenou hodnotu U_{i_z} , regulátor rychlosti $R\omega$ je v oblasti nasycení a proud kotvy I_a zůstává konstantní. V čase t_3 se regulátor rychlosti odsytí a převezme vlastní regulaci rychlosti.[2]

2.4 Matematický model DC motoru s cizím buzením

Matematickým modelem je popisováno dynamické chování dané soustavy. V tomto případě je třeba, při realizaci matematického modelu, vytvořit soustavu rovnic pro časovou oblast, jenž budou následně převedeny do Laplaceova prostoru (rovnice 3.3 až 3.6). S využitím obr. 1. Poté z těchto rovnic mohou vzniknout operátorové přenosy definující jednotlivé bloky matematického modelu. V jednotlivých blocích se vytvářejí určité fyzikální veličiny. Odvozením vzniknou čtyři operátorové přenosy. Přenos kotevního obvodu (3.7), mechanický přenos (3.8) a dva přenosy s budící magnetickou konstantou (3.9 a 3.10). Na obr. 6 je výsledný matematický model DC motoru s cizím buzením, kde jsou vyznačeny fyzikální veličiny, které se v daných blocích vytvářejí.

Pro další výpočty a odvozování bude výhodné zmínit rovnici elektromagnetické časové konstanty (3.1) a rovnici elektromechanické časové konstanty (3.2).

$$\tau_{ac} = \frac{L_{ac}}{R_{ac}} \quad (3.1)$$

$$\tau_m = J_c \cdot \frac{R_{ac}}{(c\phi)^2} \quad (3.2)$$

Rovnice v časové oblasti

Rovnice po Laplaceově transformaci

$$U_a = U_i + R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} \quad U_a(p) = U_i(p) + R_{ac} \cdot I_a(p) + L_{ac} \cdot p \cdot I_a(p) \quad (3.3)$$

$$U_a(p) = U_i(p) + R_{ac} \cdot I_a(p) + I_a(p) \cdot R_{ac} \cdot (1 + p\tau_{ac})$$

$$M_e = c\phi \cdot i_a \quad M_e(p) = c\phi \cdot I_a(p) \quad (3.4)$$

$$U_i = c\phi \cdot \omega_m \quad U_i(p) = c\phi \cdot \omega_m(p) \quad (3.5)$$

$$M_e - M_{pm} = J_c \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad M_e(p) - M_{pm}(p) = J_c \cdot p \cdot \omega_m(p) \quad (3.6)$$

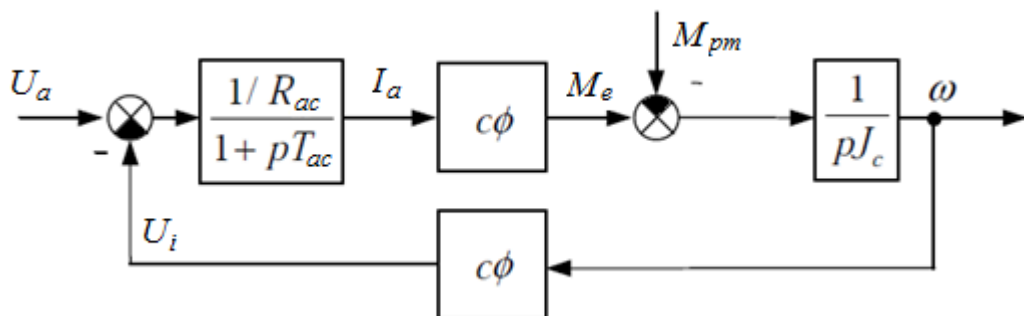
$$F_a(p) = \frac{I_a(p)}{U_a(p) - U_i(p)} = \frac{I_a(p)}{I_a(p) \cdot R_{ac}(1 + p\tau_{ac})} = \frac{1}{R_{ac}(1 + p\tau_{ac})} \quad (3.7)$$

$$F_m(p) = \frac{\omega_m(p)}{M_e(p) - M_{pm}(p)} = \frac{\omega_m(p)}{J_c \cdot p \cdot \omega_m(p)} = \frac{1}{pJ_c} \quad (3.8)$$

$$F_{c\phi}(p) = \frac{M_e(p)}{I_a(p)} = \frac{c\phi \cdot I_a(p)}{I_a(p)} = c\phi \quad (3.9)$$

$$F_{c\phi}(p) = \frac{U_i(p)}{\omega_m(p)} = \frac{c\phi \cdot \omega_m(p)}{\omega_m(p)} = c\phi \quad (3.10)$$

Žádanou skokovou veličinou je zde napětí kotvy U_a . Z rovnice 3.7 vzejde operátorový přenos bloku kotevního obvodu, kde na výstupu bude proud kotvy I_a . Proud pokračuje skrze blok s budicí konstantou $c\phi$ a vzniká dle rovnice 3.4 elektromagnetický moment M_e , který spolu s momentem pohybového (zatěžovacího) mechanismu M_{pm} vytváří moment dynamický M_D . Není-li motor zatěžován, platí $M_e = M_D$ a výsledná úhlová rychlost ω je dána podílem dynamického momentu s celkovým momentem setrvačnosti J_c .

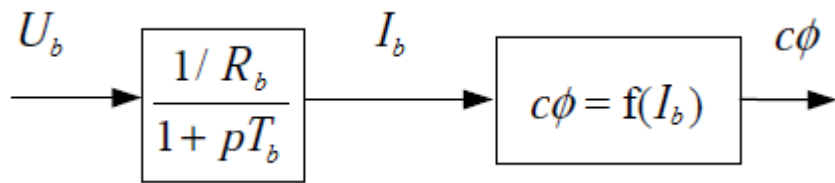


Obr. 6. – Matematický model DC motoru řízeného napětím kotvy s konstantním buzením

Celkový přenos motoru vyplýne z přenosu uzavřené smyčky soustavy (obr. 6), kde pro odvození do správného tvaru bude aplikována rovnice 3.2 pro mechanickou časovou konstantu.

$$\begin{aligned}
F_{mot}(p) = \frac{\omega(p)}{U_a(p)} &= \frac{\frac{\frac{1}{R_{ac}}}{(1+p\tau_{ac})} \cdot c\phi \cdot \frac{1}{pJ_c}}{1 + \frac{\frac{1}{R_{ac}}}{(1+p\tau_{ac})} \cdot (c\phi)^2 \cdot \frac{1}{pJ_c}} = \frac{\frac{\frac{1}{R_{ac}} \cdot c\phi}{(1+p\tau_{ac}) \cdot pJ_c}}{\frac{(1+p\tau_{ac}) \cdot pJ_c \cdot \frac{1}{R_{ac}} \cdot (c\phi)^2}{(1+p\tau_{ac}) \cdot pJ_c}} \\
&= \frac{\frac{1}{R_{ac}} \cdot c\phi}{\frac{1}{R_{ac}} \cdot (c\phi)^2 + pJ_c + p^2J_c \cdot \tau_{ac}} \\
&= \frac{\frac{1}{c\phi}}{1 + pJ_c \cdot \frac{R_{ac}}{(c\phi)^2} + p^2\tau_{ac} \cdot J_c \cdot \frac{R_{ac}}{(c\phi)^2}} = \frac{\frac{1}{c\phi}}{1 + p\tau_m + p^2\tau_{ac} \cdot \tau_m}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

V simulační struktuře bude třeba i proměnlivého buzení, jelikož se konstanta $c\phi$ při regulaci otáček nad jmenovitou hodnotu bude nelineárně měnit. S rostoucí úhlovou rychlostí bude $c\phi$ nelineárně klesat až do maximálních otáček, kde se ustálí. Sestavení matematického modelu DC motoru s proměnlivým buzením lze snadno vytvořit sloučením matematického modelu z obr. 6 a z blokového schématu na obr. 7. Součástí obvodu s proměnlivým buzením je samotný budící obvod a násobička s nelineárním blokem, jenž bere ohled na nelineární magnetizační křivku. Takto se nahradí blok s konstantním magnetickým tokem z předešlého schématu.[4]



Obr. 7. – Matematický model budícího obvodu DC motoru

2.5 Tyristorový usměrňovač pro DC motor

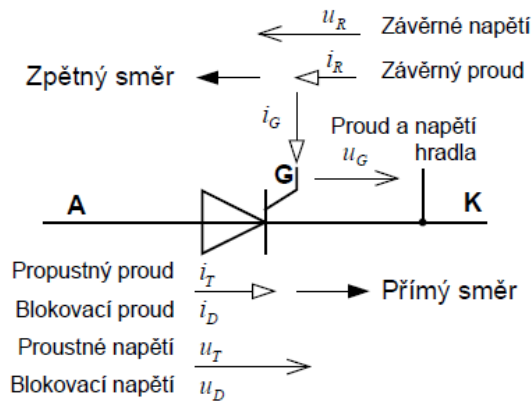
Součástí struktury simulovaného pohonu je čtyř-kvadrantový (4Q) měnič SIMOREG, jenž je použit pro napájení DC motoru. Hlavní součástí celého zařízení je usměrňovač, který obsahuje dvě polovodičové výkonové jednotky. První jednotka slouží k napájení kotevního obvodu a skládá se ze dvou plně řízených trojfázových můstků zapojených navzájem antiparalelně. Tím je umožněno měniči pracovat ve všech pracovních kvadrantech pracovního diagramu. Můstek je tvořen celkem dvanácti tyristory. Druhá jednotka slouží pro napájení budícího obvodu, která obsahuje ještě jeden můstkový usměrňovač, který je tentokrát polo-řízený a tvoří jej dvojice tyristorů a výkonových diod.

2.5.1 Tyristor

Základní popis

Tyristor je spínací polovodičová součástka, která se skládá ze čtyř vrstev se třemi přechody PN a tří elektrod. Na obr. 8 jsou naznačeny elektrody (A-anoda, K-katoda a G-řídící elektroda) a orientace veličin tyristoru.

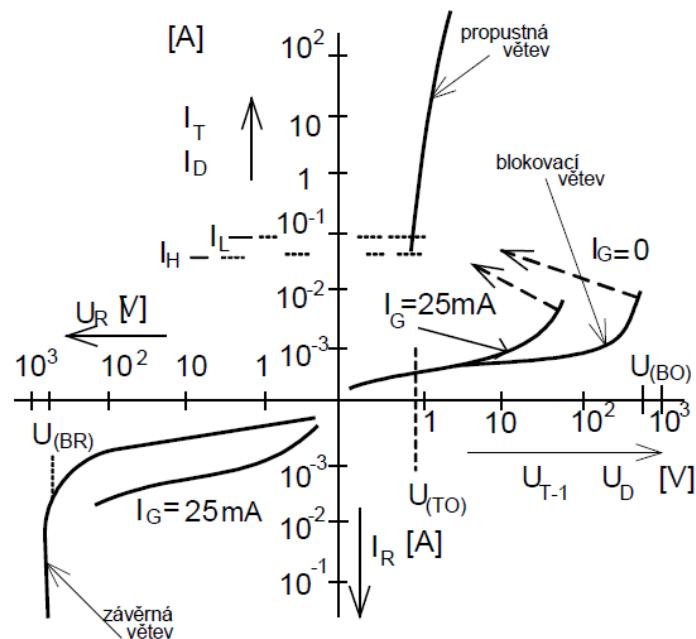
Tyristor pracuje v sepnutém nebo vypnutém stavu. Vypnutý tyristor může být buďto v blokovacím stavu, kde je napětí anody vůči katodě kladné (U_{AK}) a součástkou protéká malý blokovací proud, anebo v závěrném stavu, kde napětí U_{AK} je záporné a tyristorem prochází záporný závěrný proud. Pokud bude tyristor v blokovacím stavu a přivedeme dostatečně velký kladný proudový impuls (řádově desítky až stovky mA) na řídící elektrodu (skrže generátor řídících impulsů), přejde tyristor z blokovacího stavu do stavu sepnutého. Tyristor zůstane sepnutý i po odeznění proudového impulsu, jenž byl přiveden do řídící elektrody. V sepnutém stavu je na součástce malé propustné napětí určené vlastnostmi tyristoru a bude jím protékat proud určený zátěží. Tyristor lze sepnout také překročením tzv. blokovacího napětí, jež není destruktivní, ale nedoporučuje se. Přechod z propustného do závěrného, popř. blokovacího, nelze u základních typů tyristorů provést skrže řídící elektrodu. Tento přechod (vypnutí tyristoru) nastává pouze při zániku propustného proudu a obnovení blokovací schopnosti tyristoru.[5]



Obr. 8. – Schématická značka a orientace veličin tyristoru[5]

Výstupní voltampérová charakteristika tyristoru (VACH)

Tato charakteristika (obr. 9) udává závislost anodového proudu tyristoru na anodovém napětí a definuje důležité parametry tyristoru. VACH má tři větve – závěrnou, blokovací a propustnou.



Obr. 9. – Příklad výstupní voltampérové charakteristiky tyristoru[5]

Závěrná větev popisuje závislost vypnutého tyristoru. Z charakteristiky je patrné, že s rostoucím proudem řídicí elektrody I_G narůstá také závěrný proud I_R . Při překročení průrazného napětí U_{BR} dochází ke zničení tyristoru. Napěťová zatížitelnost se udává opakovatelným

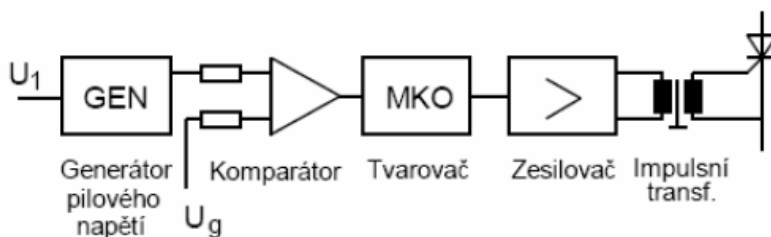
špičkovým napětím v závěrném U_{RRM} směru. Pro porovnání je nutno uvést parametr U_{RRM} spolu se střední hodnotou proudu v propustném směru $I_{T(AV)}$. V současnosti dosahují špičkové typy tyristorů hodnoty $U_{RRM} = \text{až } 12kV$ při $I_{T(AV)} = 1,5kA$.

Blokovací větev také popisuje závislost vypnutého tyristoru, leč propustně pólovaného. Při $i_G = 0$ je tvar blokovací větve podobný závěrné větvi, ale pokud anodové napětí překročí hodnotu spínacího napětí $U_{(BO)}$ dochází k sepnutí tyristoru. Velikost spínacího napětí $U_{(BO)}$ ovlivňuje velikost řídicího proudu $i_G > 0$, kde narůstá hodnota zbytkového blokovacího proudu i_D a k sepnutí tyristoru dochází při nižších hodnotách. Dalším ovlivňujícím faktorem je teplota polovodičového přechodu součástky ϑ_j , kde při vyšších hodnotách jak $130^\circ C$, dochází k zániku blokovací schopnosti tyristoru a spínací napětí $U_{(BO)}$ prudce klesá.

Propustná větev popisuje závislost sepnutého tyristoru. Charakteristickými veličinami jsou prahové napětí $U_{(TO)}$ a diferenciální propustný odpor r_T v propustném směru. Dále je definována hodnota vratného proudu i_H , při níž tyristor přechází při poklesu proudu pod tuto hodnotu z propustného stavu do stavu blokovacího. Má-li se tyristor udržet v sepnutém stavu, musí být hodnota proudu větší než hodnota přídržného proudu i_L . Všechny zmíněné veličiny jsou znázorněny na obr. 9. [5]

2.5.2 Princip generátoru řídicích impulsů

Principiální blokové schéma je uvedeno na obr. 10. Generátor řídicích impulsů (GRI) musí být synchronizován s napětím na anodě tyristoru, při průchodu tohoto napětí nulou dochází ke spuštění generátoru pilového napětí, jež je součástí GRI. Toto napětí je skrze komparátor porovnáváno s proměnným řídicím napětím. V okamžiku shody komparátor překlápí a pomocí tvarovacího obvodu (např. monostabilního klopného obvodu) je vygenerován impuls potřebné délky. Tento impuls je zesílen a přes impulsní transformátor přiveden na řídicí elektrodu a katodu tyristoru.[3]



Obr. 10. – Blokové schéma generátoru řídicích impulsů[3]

2.5.3 Základní rozdělení řízených tyristorových usměrňovačů

Dle typu zapojení

Uzlové – tyto zapojení vyžadují síťový transformátor s vyvedeným uzlem. V daném časovém intervalu je sepnut vždy pouze jeden tyristor.

Můstkové – pokud usměrněné napětí vyhovuje jmenovitému napětí motoru, pak tento typ zapojení nevyžaduje síťový transformátor. Oproti uzlovému má můstkové zapojení dvojnásobný počet tyristorů. V daném časovém intervalu jsou sepnuty vždy dva tyristory, které vedou elektrický proud.

Dle počtu fází

Jednofázové zapojení – používá se pro pohony malých výkonů (do 10kW), nebo napájení buzení u DC motoru.

Třífázové zapojení – pro pohony o vysokém výkonu (20MW).

Dle počtu pulsů q výstupního napětí

Počet pulsů usměrňovače je dán počtem proudových pulsů na stejnosměrné straně usměrňovače při jedné periodě střídavého napájecího napětí. Sepnutí jednoho tyristoru odpovídá jednomu proudovému pulsu. Čím větší je u pohonu výkon, tím větší je q – pulsní zapojení usměrňovače, kde $q = \{1, 2, 3, 6 \text{ a } 12\}$.

Dle způsobu práce pohonu

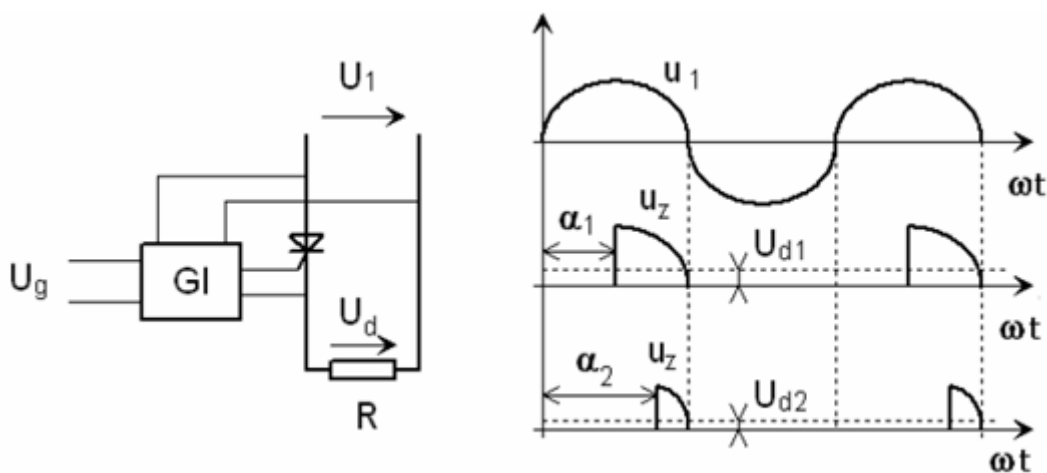
Jedno-kvadrantové (nereverzační) zapojení – na výstupu tohoto zapojení může být proud a napětí pouze jedné polaroty, pracují pouze v usměrňovacím režimu.

Dvou-kvadrantové (nereverzační s rekuperací) zapojení – na výstupu je proud pouze jedné polarit a napětí obou polarit, pracují jak v usměrňovacím, tak i invertorovém režimu, u kterého dochází k rekuperaci.

Čtyř-kvadrantové (reverzační s rekuperací) zapojení – na výstupu je proud i napětí obou polarit, toto zapojení vzniká spojením dvou usměrňovačů dvou-kvadrantových (např. zapojení antiparalelní, jenž je použito v měniči Simoreg).[2]

2.5.4 Fázové řízení výstupního napětí tyristorového usměrňovače

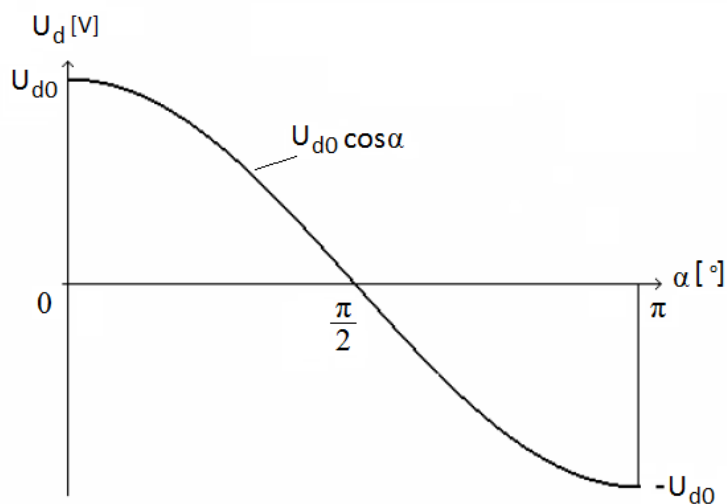
Výstupní napětí tyristorového usměrňovače lze plynule řídit změnou řídicího úhlu. Jako příklad lze uvést fázové řízení jedno-pulsního usměrňovače s jedním tyristorem na odporové zátěži. Řídicí úhel se měří od průchodu napětí nulou. Z průběhů výstupního napětí na obr. 11, kde jsou zobrazeny dva různé řídicí úhly, je patrné, že čím větší bude řídicí úhel, tím menší bude střední hodnota výstupního napětí tyristorového usměrňovače.[3]



Obr. 11. – Princip fázového řízení tyristorového usměrňovače[3]

2.5.5 Řídící charakteristika tyristorového usměrňovače

Je grafickým znázorněním závislosti střední hodnoty výstupního usměrněného napětí na řídícím úhlu $U_{d\alpha} = f(\alpha)$. Pro nulový řídící úhel platí, že střední hodnota výstupního napětí je rovna tzv. ideálnímu napětí naprázdno $U_d = U_{d0}$, při níž je tyristorový usměrňovač plně otevřen. Naopak při řídícím úhlu $\alpha = 90^\circ$ je $U_d = 0$. Pro řídící úhel $\alpha = 180^\circ$ je výstupní napětí záporné $U_d = -U_{d0}$. Z obr. 12 je patrné, že v rozsahu řídícího úhlu $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$ pracuje usměrňovač v usměrňovacím režimu, přenáší se výkon ze zdroje do zátěže. V rozsahu $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ pracuje usměrňovač v invertorovém režimu, kde je výkon odebírán ze zátěže a přenášen zpět do zdroje. Této vlastnosti lze využít např. při generátorickém brždění u DC motoru.[5]



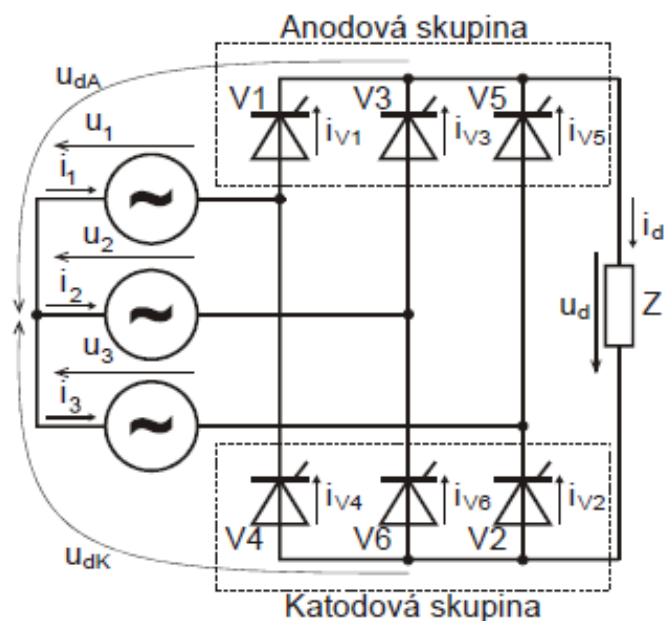
Obr. 12. – Řídící charakteristika tyristorového usměrňovače[2]

Pro výpočet střední hodnoty výstupního napětí usměrňovače při spojitém výstupním proudu platí vztah z obr. 2.3, kde U_{d0} je střední hodnota usměrněného napětí při nulovém řídícím úhlu, U_m amplituda fázového napětí, q počet pulsů usměrňovače a α řídící úhel.

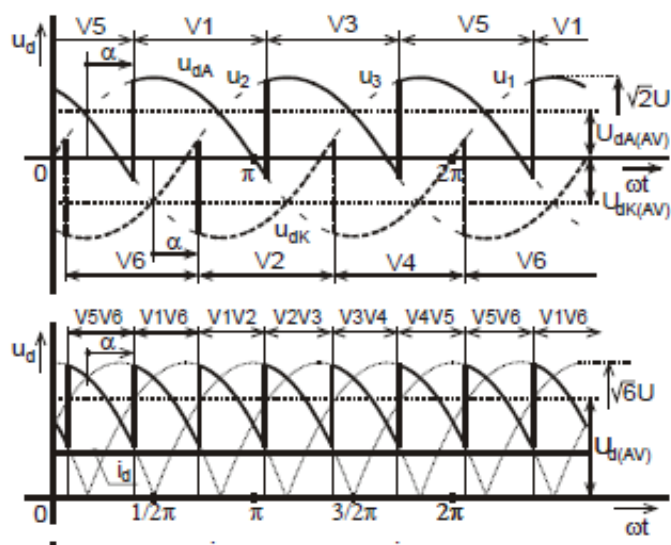
$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \cos \alpha = U_m \cdot \frac{q}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} \cdot \cos \alpha \quad (2.3)$$

2.5.6 Třífázový můstkový usměrňovač

Je to nejčastěji vyskytující se zapojení řízeného usměrňovače. Jde o šesti-pulsní zapojení, které lze považovat za dva sériově zapojené tři-pulsní uzlové usměrňovače. Tyristory lze spínat pouze v případě, kdy se na nich nachází kladné blokovací napětí, tj. fázové napětí zdroje. Rozsah řídicího úhlu je $0 < \alpha < \pi$. Zapojení je tvořeno třemi tyristorovými větvemi napájenými jednotlivými fázemi. Na obr. 13 je naznačeno samotné zapojení, kde je vidět rozdělení tyristorů na anodovou a katodovou skupinu. Význam tohoto rozdělení je patrnější z průběhů usměrněného napětí na obr. 14 – horní část, kde anodová skupina tyristorů V_1, V_3 a V_5 slouží k usměrnění kladných půlvln střídavého napájecího napětí a katodová skupina, tvořená tyristory V_2, V_4 a V_6 , k usměrnění záporných půlvln. Odečtením průběhů katodové skupiny od anodové dostaneme výsledný celkový průběh usměrněného napětí (obr. 14 – dolní část).[5]



Obr. 13. – Zapojení řízeného 3-fázového můstkového usměrňovače s obecnou zátěží[5]



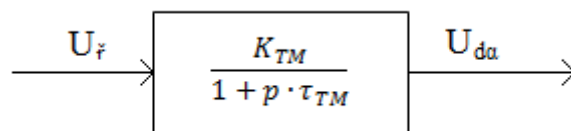
Obr. 14. – Horní průběh - usměrněného napětí anodové a katodové skupiny při zátěži $L \rightarrow \infty$, dolní průběh - průběh usměrněného napětí a proudu při zátěži $L \rightarrow \infty$ [5]

2.5.7 Matematický model tyristorového usměrňovače

Hlavním zjednodušujícím předpokladem pro odvození matematického modelu tyristorového měniče je spojitý proud, tzn., že jeho okamžitá hodnota v daném časovém intervalu neklesne na nulovou hodnotu. Samotný matematický model bude vycházet z přenosové funkce dané vztahem 2.4. Pro praktické zahrnutí měniče do struktury je použit setrvačný člen 1. řádu s konstantní časovou konstantou τ_{TM} . Výpočet časové konstanty měniče je dán rovnicí 2.5, kde q je počet pulsů usměrňovače a f je frekvence napájecí sítě.

$$F_{TM}(p) = \frac{U_{d\alpha}(p)}{U_f(p)} = K_{TM} \cdot e^{-p\tau_{TM}} \approx K_{TM} \cdot \frac{1}{1 + p\tau_{TM}} \quad (2.4)$$

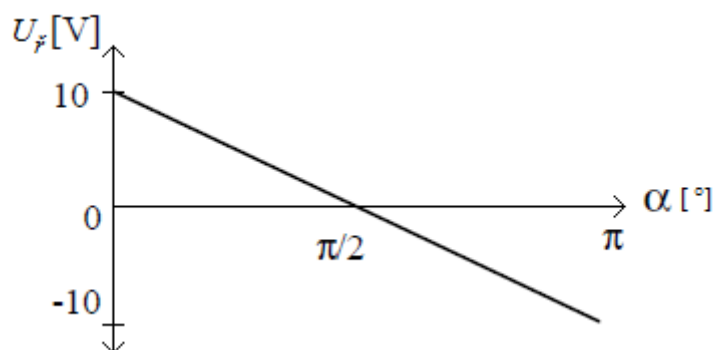
$$\tau_{TM} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot q} \quad (2.5)$$



Obr. 15. – Blok tyristorového měniče[4]

Na obr. 15 je znázorněn blok tyristorového měniče (TM), na němž jsou vyznačeny veličiny určující jeho základní parametry. Do bloku vstupuje řídicí napětí U_r , které je závislé na hodnotě řídicího úhlu α měniče. Tato závislost je určena samotnou realizací měniče, jeho nejčastější realizace je dána rozsahem naznačeným na obr. 16. Omezení krajních bodů řídicího napětí lze provést skrze regulátor proudu. Z bloku TM vystupuje střední hodnota usměrněného napětí o daném řídicím úhlu. Zesílení K_{TM} je závislé na řídicím úhlu resp. řídicím napětí a je nekonstantní. Pro zjednodušení lze K_{TM} určit ze střední hodnoty zesílení z jeho krajních bodů, ve kterých se může pohybovat (obvykle je α od 0 do $\pi/2$). Této situaci odpovídá rovnice 2.6, kde už ke zjednodušujícím úpravám došlo. Pro výpočet střední hodnoty usměrněného napětí U_{d0} využijeme rovnici 2.3. [4]

$$K_{TM} = \frac{U_{d0}}{U_r} = \frac{U_{d0}}{10} \quad (2.6)$$



Obr. 16. – Závislost řídicího napětí na řídicím úhlu měniče[4]

2.6 Regulace elektrického pohonu

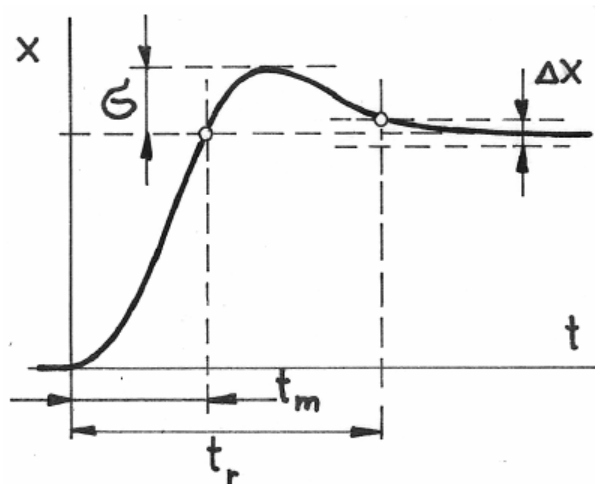
2.6.1 Přechodová charakteristika

Důležitým prostředkem pro analýzu regulačního obvodu je přechodová charakteristika definující kvalitu regulace. Popisuje dynamické chování regulačního obvodu, které je dáno časovým průběhem regulované veličiny při definované změně jiné veličiny. Nejpodstatnější význam má přechodová charakteristika jako reakce na jednotkový skok vstupní veličiny. Jako příklad skoku vstupní veličiny lze uvést nastavení požadované hodnoty rychlosti motoru. Na obr. 17 je přechodová charakteristika, v níž jsou vyznačeny parametry kvality regulace. Mezi tyto parametry patří:

Rychlost regulace t_m - rychlost dosažení žádané hodnoty

Doba regulace t_r - doba, za kterou dosáhne regulovaná veličina žádané hodnoty s určitým tolerančním pásmem $\pm\Delta x$

Překmit σ



Obr. 17. – Parametry kvality regulace[4]

Vztah mezi vstupní a výstupní veličinou jednotlivých bloků regulovaného obvodu je popsán diferenciálními rovnicemi, kterým odpovídají operátorové přenosy, jež jsou definované jako poměr Laplaceova obrazu výstupní veličiny k Laplaceovu obrazu vstupní veličiny.[4]

2.6.2 Základní vlastnosti regulátorů

Analogový regulátor je operační zesilovač se dvěma vstupy, jeden vstup pro řídicí veličinu a druhý pro regulovanou veličinu. Jeho dynamické chování je dáno vstupní a zpětnovazební impedancí.

Proporcionální (P) regulátor – jeho vstupní a zpětnovazební impedanci tvoří ohmické odpory, odporový dělič. Vytváří výstupní signál, jenž je úměrný vstupnímu bez časového zpoždění.

Operátorový přenos, kde K_R je zesílení regulátoru:

$$F_R(p) = -\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{R_2}{R_1} = K_R \quad (2.7)$$

Integrační (I) regulátor – ve vstupní impedanci je ohmický odpor a ve zpětnovazební impedanci kondenzátor. Oproti předchozímu regulátoru obsahuje integrační časovou konstantu, která určuje, kdy výstupní napětí $u_2(t)$ dosáhne hodnoty vstupního napětí $u_1(t)$.

Operátorový přenos, kde τ_R je časová konstanta regulátoru:

$$F_R(p) = \frac{1}{pRC} = \frac{1}{p\tau_R} \quad (2.8)$$

PI regulátor – ve zjednodušeném zapojení obvykle vstupní impedanci tvoří ohmický odpor a zpětnovazební impedanci tvoří sériové spojení odporu s kondenzátorem. Má dva nezávisle nastavitelné parametry, zesílení K_R a časovou konstantu τ_R . Na řídicí (skokový) signál regulátor reaguje nejprve skokem napětí, dle daného zesílení a poté dochází k integraci vstupního napětí. Regulátorem můžeme kompenzovat jednu časovou konstantu regulované soustavy.

Operátorový přenos, kde zesílení $K_R = \frac{R_2}{R_1}$ a časová konstanta $\tau_R = R_2 \cdot C$:

$$F_R(p) = K_R \cdot \frac{1 + p\tau_R}{p\tau_R} \quad (2.9)$$

PID regulátor – tento regulátor obsahuje součet nejen proporcionálního a integračního, ale také i derivačního (předstihového) členu. Tímto regulátorem lze kompenzovat dvě časové konstanty regulované soustavy. Regulace, oproti předešlým regulátorům, je velmi přesná, avšak obtížně nastavitelná.[2]

Operátorový přenos:

$$F_R(p) = K_R \cdot \frac{(1 + p\tau_1) \cdot (1 + p\tau_2)}{p\tau_1} \quad (2.10)$$

2.6.3 Optimalizace regulačního obvodu

Součet malých časových konstant

Malou časovou konstantu obsahuje např. tyristorový měnič, čidlo proudu, čidlo rychlosti apod. Pokud regulovaná soustava zahrnuje některý z těchto členů a zároveň se v ní vyskytuje integrační nebo zpožďovací člen s velkou časovou konstantou je možné nahradit tyto malé časové konstanty součtovou časovou konstantou τ_σ dle rovnice 2.11.

$$\prod_{i=1}^n \left(\frac{K_i}{1 + p\tau_i} \right) \rightarrow \tau_\sigma = \sum_{i=1}^n \tau_i \quad (2.11)$$

Optimalizace regulačního obvodu metodou standartních přenosů

Pro návrh samotného regulátoru je nutné použít některou z následujících normovaných metod. Jako porovnání obou metod poslouží, pro představu, nejlépe přechodová charakteristika z obr. 15. Metoda SO má obecně kratší trvání rychlosti regulace, ale za to delší dobu regulace a výrazněji větší překmit, proto je nutné u návrhu regulátoru zohlednit tyto fakta. [2]

Standartní tvar přenosu otevřené smyčky optimálního modulu (OM):

$$F_{OM} = \frac{1}{2p\tau_\sigma \cdot (1 + p\tau_\sigma)} \quad (2.12)$$

Standartní tvar přenosu otevřené smyčky symetrického optima (SO):

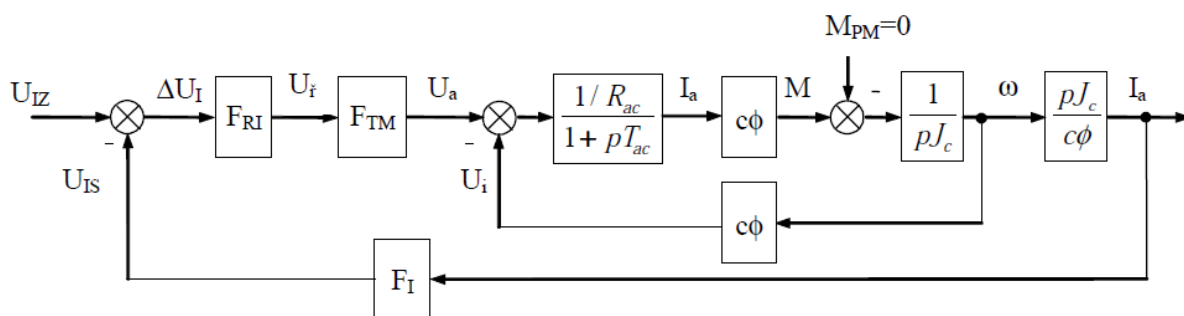
$$F_{SO} = \frac{1 + 4 \cdot p\tau_\sigma}{8p^2\tau_\sigma^2 \cdot (1 + p\tau_\sigma)} \quad (2.13)$$

2.6.4 Regulace proudu kotvy

Zásadní důvod pro užití regulace proudu kotvy je zajištění časově optimálního průběhu přechodných dějů. To znamená, že všechny přechodné děje (rozběh, brzdění, zrychlení a zpomalení) musí probíhat s konstantním maximálním proudem. Dalším důvodem užití je možnost omezení proudu na dovolenou hodnotu proudu motoru.

Regulace proudu kotvy je v pohonech realizována skrze zapojení v podřazené regulační smyčce proudu. Nadřazená smyčka zadává požadovanou hodnotu pro podřazenou smyčku. Podřazených smyček se užívá z důvodu, že každá taková smyčka obsahuje pouze jednu větší časovou konstantu, která je pak vykompenzována časovou konstantou regulátoru umístěného v dané smyčce. Pro vykompenzování bude pak postačovat jednoduchý PI regulátor, jenž je snadno nastavitelný a zároveň odolný proti poruchovým signálům.

Na obr. 18 je naznačeno blokové schéma regulace proudu kotvy. Žádanou veličinou je kotevní proud, který vstupuje do porovnávacího členu spolu se skutečnou hodnotou kotevního proudu. Rozdíl těchto hodnot, jako regulační odchylka, putuje do regulátoru proudu. Ten na základě porovnání regulační odchylky vytváří řídicí napětí pro tyristorový měnič, který napájí obvod kotvy. Velikost napětí kotvy závisí na řídicím úhlu měniče. Na konci struktury je kompenzační blok, který mění úhlovou rychlost na kotevní proud. Bez použití tohoto bloku by se zpětné vazby indukovaného napětí a filtrace čidla proudu křížily a docházelo by ke zpoždění výstupního signálu.[4]

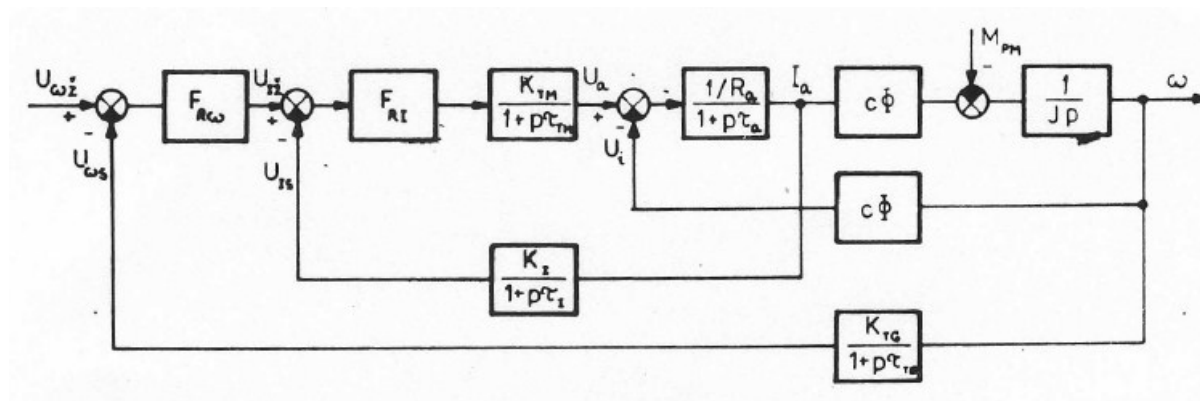


Obr. 18. – Blokové schéma regulace proudu kotvy[4]

V případě, že platí tato podmínka $\tau_m \gg 4\tau_{ac}$, neuplatní se změny indukovaného napětí. Změny U_i probíhají daleko pomaleji, než přechodný děj proudu kotvy, a proto lze výše uvedené schéma pro praktický návrh ještě upravit. Bude vynechána vnitřní zpětná vazba indukovaného napětí. Zjednodušené schéma je na obr. 21, ze kterého dále vychází návrh konkrétního regulátoru.

2.6.5 Regulace rychlosti

Součástí rychlostní regulace je podřazená regulační smyčka proudu. Její dynamické chování výrazně ovlivňuje průběh regulace rychlosti. Neužitím podřazené proudové smyčky by došlo, při návrhu regulátoru a jeho operátorového přenosu, k vytvoření dvou velkých časových konstant. Tyto konstanty by poté musely být kompenzovány regulátorem PID, což z důvodů obtížnějšího nastavení jeho parametrů by nebylo zcela vhodné.



Obr. 19. – Blokové schéma regulace rychlosti[4]

Na obr. 19 je naznačena struktura regulace rychlosti. Žádanou veličinou je zde úhlová rychlost, která je porovnávána s její skutečnou hodnotou. Regulační odchylka těchto dvou veličin je přivedena na vstup rychlostního regulátoru, který úměrně dané odchylce vysílá požadovanou hodnotu kotevního proudu. Zde musíme ještě uvažovat filtraci signálu tachodynamu. Pro praktický návrh podle obr. 22 aproximujeme podřízený regulační obvod proudu setrvačným členem (rovnice 2.14). Náhradní časová konstanta proudové smyčky je dle OM dána rovnicí 2.15 a dle SO rovnicí 2.16.[4]

$$F_{KI} = \frac{1}{1 + p\tau_p \overline{K_I}} \quad (2.14)$$

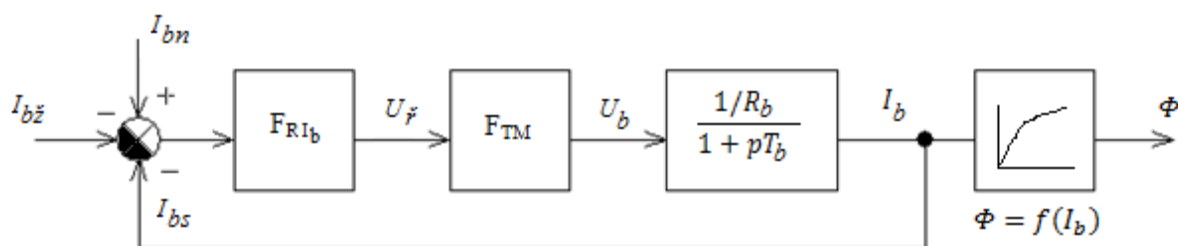
$$\tau_p = 2 \cdot (\tau_{TM} + \tau_I) \quad (2.15)$$

$$\tau_p = 4 \cdot (\tau_{TM} + \tau_I) \quad (2.16)$$

2.6.6 Regulace budícího proudu

Při regulaci rychlosti nad jmenovitou hodnotu je základním předpokladem současné snižování magnetického toku – odbuzování. Tohoto předpokladu lze docílit snižováním velikosti budícího proudu. Hodnota magnetického toku bude dle magnetizační charakteristiky nelineárně klesat, až do té doby, kdy bude dosaženo maximální úhlové rychlosti. Jelikož parametr $c\phi$ už nebude konstantní, je pro analýzu regulačního obvodu nutné využití počítačové simulace.

Proudová regulační smyčka je součástí nadřazené smyčky s regulátorem indukovaného napětí. Její užití ve struktuře slouží k urychlení přechodných dějů, kde je schopna snížit velkou časovou konstantu budícího obvodu na zlomek původní hodnoty.[2]



Obr. 20. – Linearizované blokové schéma regulace budícího proudu[2]

Struktura regulace budícího proudu je naznačena na obr. 20. Skládá se z regulátoru budícího proudu řídícího tyristorový měnič, který napájí budící obvod.

2.6.7 Regulace indukovaného napětí

Regulátor indukovaného napětí řídí budící proud tak, že při každém zvýšení indukovaného napětí nad nastavenou hodnotu sníží velikost budícího proudu. Snižování velikosti budícího proudu způsobí vzestup rychlosti, která pak zapříčiní obnovu nastavené velikosti indukovaného napětí. Regulátor zároveň zajišťuje omezení budícího proudu na jeho jmenovitou hodnotu.

V simulačním modelu bude regulátor navržen experimentálně. Musí se chovat tak, aby plnil výše zmíněnou úlohu.

3 Praktická část

3.1 Výpočet parametrů motoru

Dle přílohy č. 1, která obsahuje štítkové údaje motoru a vypočtené hodnoty jednotlivých částí, jsem určil následující parametry:

elektrická časová konstanta obvodu kotvy:

$$\tau_{ac} = \frac{L_{ac}}{R_{ac}} = \frac{9,3 \cdot 10^{-3}}{1,03} = 0,009 = 9 \text{ ms}$$

mechanická časová konstanta:

$$\tau_m = J_c \cdot \frac{R_{ac}}{(c\phi)^2} = 0,3 \cdot \frac{1,03}{(1,42)^2} = 0,153 = 153 \text{ ms}$$

elektrický přenos kotvy motoru:

$$F_a(p) = \frac{\frac{1}{R_{ac}}}{(1 + p\tau_{ac})} = \frac{\frac{1}{1,03}}{(1 + p0,009)} = \frac{0,971}{(1 + p0,009)}$$

mechanický přenos kotvy motoru:

$$F_m(p) = \frac{1}{pJ_c} = \frac{1}{p0,3}$$

elektrická časová konstanta buzení:

$$\tau_b = \frac{L_b}{R_b} = \frac{35,5}{162} = 0,219 = 219 \text{ ms}$$

elektrický přenos obvodu buzení:

$$F_b(p) = \frac{\frac{1}{R_b}}{(1 + p\tau_b)} = \frac{\frac{1}{162}}{(1 + p0,219)} = \frac{0,00617}{(1 + p0,219)}$$

3.2 Návrh matematického modelu tyristorových měničů

Přenosová funkce TM kotvy:

$$\tau_{TM} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot q} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 6} = 0,00167 = 1,67 \text{ ms}$$

$$U_{d0} = U_m \cdot \frac{q}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} = \sqrt{2} \cdot 400 \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6} = 540 \text{ V}$$

$$K_{TM} = \frac{U_{d0}}{U_{\text{ř}}} = \frac{540}{10} = 54$$

$$F_{TM}(p) = \frac{K_{TM}}{1 + p\tau_{TM}} = \frac{54}{1 + p0,00167}$$

Přenosová funkce TM buzení:

$$\tau_{TM} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot q} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 2} = 0,005 = 5 \text{ ms}$$

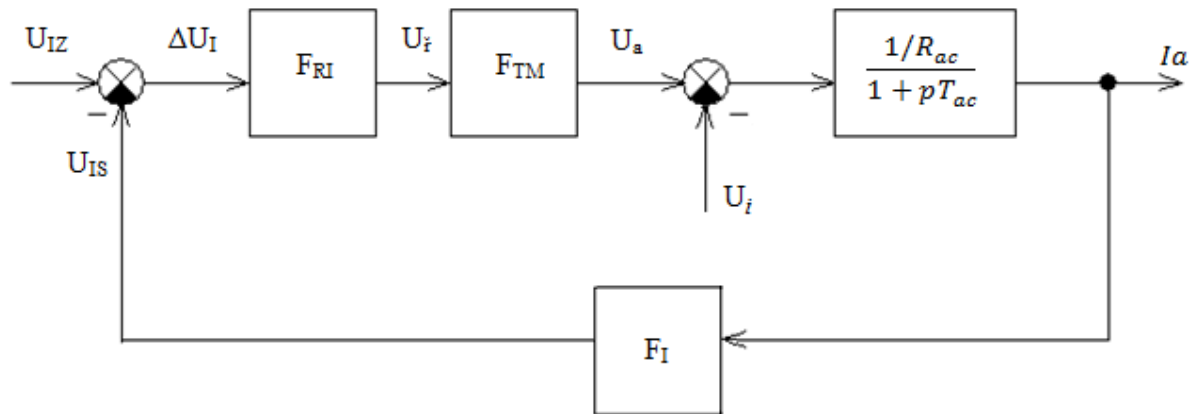
$$U_{d0} = U_m \cdot \frac{q}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{q} = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{2} = 207,1 \text{ V}$$

$$K_{TM} = \frac{U_{d0}}{U_{\text{ř}}} = \frac{207,1}{10} = 20,71$$

$$F_{TM}(p) = \frac{K_{TM}}{1 + p\tau_{TM}} = \frac{20,71}{1 + p0,005}$$

3.3 Návrh regulátoru proudu kotvy

Zde pomocí kapitoly 2.6.4 bude využito zjednodušeného blokového schématu. Jsou tedy zanedbány změny indukovaného napětí a tím se zjednoduší schéma o vnitřní zpětnou vazbu indukovaného napětí.



Obr. 21. – Zjednodušené blokové schéma regulace proudu pro $\tau_m \gg 4\tau_a$ [4]

Pro výpočet přenosu regulátoru je nejprve nutné určit přenos soustavy proudu kotvy F_{SI} , který určíme z obr. 21. Přenos soustavy obsahuje přenos tyristorového měniče kotvy F_{TM} , přenos kotevního obvodu a přenos čidla proudu s filtrací F_I . Zde bude použita věta o součtu malých časových konstant (rovnice 3.1), kde jako malé časové konstanty vystupují časová konstanta tyristorového měniče a časová konstanta čidla proudu. Nakonec dle metody OM bude navržen samotný regulátor proudu kotevního obvodu F_{RI} , z něhož budou patrné základní parametry (zesílení, časová konstanta a typ regulátoru).

$$\tau_\sigma = \tau_{TM} + \tau_I = 0,00167 + 0,001 = 0,00267 = 2,67 \text{ ms} \quad (3.1)$$

$$K_I = \frac{10}{2,5 \cdot I_{an}} = \frac{10}{2,5 \cdot 37,5} = 0,107 \quad (3.2)$$

$$K_{SI} = K_{TM} \cdot K_I \cdot K_a = 54 \cdot 0,107 \cdot 0,971 = 5,61 \quad (3.3)$$

$$F_{SI} = F_{TM} \cdot \frac{\frac{1}{R_a}}{(1 + p\tau_a)} \cdot F_I = \frac{K_{TM}}{(1 + p\tau_{TM})} \cdot \frac{\frac{1}{R_a}}{(1 + p\tau_a)} \cdot \frac{K_I}{(1 + p\tau_I)} = \frac{K_{SI}}{(1 + p\tau_a) \cdot (1 + p\tau_\sigma)} \quad (3.4)$$

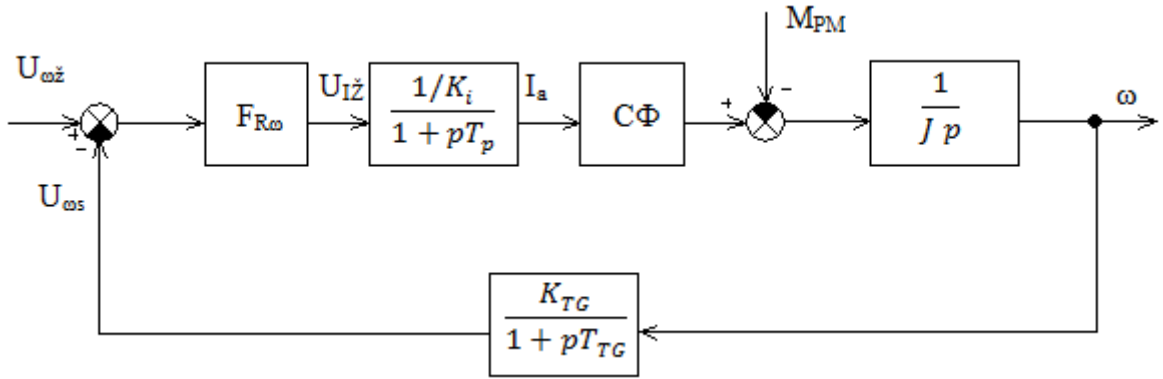
$$F_{RI} = \frac{F_{OM}}{F_{SI}} = \frac{\frac{1}{2p\tau_\sigma \cdot (1 + p\tau_\sigma)}}{\frac{K_{SI}}{(1 + p\tau_a) \cdot (1 + p\tau_\sigma)}} = \frac{1 + p\tau_a}{2p\tau_\sigma \cdot K_{SI}} = \frac{\tau_a}{2\tau_\sigma \cdot K_{SI}} \cdot \frac{1 + p\tau_a}{p\tau_a} = K_{RI} \cdot \frac{1 + p\tau_{RI}}{p\tau_{RI}} \quad (3.5)$$

$$K_{RI} = \frac{\tau_a}{2\tau_\sigma \cdot K_{SI}} = \frac{0,009}{2 \cdot 0,00267 \cdot 5,61} = 0,3 \quad \tau_{RI} = \tau_a = 9 \text{ ms}$$

Z rovnice 3.5 je patrné, že se bude jednat o regulátor typu PI, jelikož obsahuje zesílení a jednu časovou konstantu. Regulátor kotevního proudu má zesílení $K_{RI} = 0,3$. Časová konstanta regulátoru je rovna největší časové konstantě regulované soustavy, tj. časové konstantě obvodu kotvy (elektromagnetická časová konstanta). Nyní tyto výsledky lze jako samostatné složky vložit do bloku PID v simulačním obvodu, s tím, že D bude rovno nule.

3.4 Návrh regulátoru rychlosti

Dle kapitoly 2.6.5 je nutné užití podřazené smyčky proudu pro návrh regulátoru rychlosti. Podřizená regulační smyčka proudu je nahrazena setrvačným členem 1. řádu, viz rovnice 2.14. Zesílení tachodynamy je dáno rovnicí 3.6 a časová konstanta byla určena hodnotou 4ms. Regulátor je navržen dle metody SO.



Obr. 22. – Zjednodušené blokové schéma regulace rychlosti s podřazenou proudovou smyčkou[4]

$$\tau_p = 4 \cdot (\tau_{TM} + \tau_I) = 4 \cdot (0,00167 + 0,001) = 10,68 \text{ ms}$$

$$\tau_\sigma = \tau_{TD} + \tau_p = 0,004 + 0,01068 = 0,01468 = 14,68 \text{ ms}$$

$$K_{TD} = \frac{10}{1000 \cdot \frac{2\pi}{60}} = 0,0955 \quad (3.6)$$

$$F_{S\omega} = F_{KI} \cdot \frac{c\phi}{pJ_c} \cdot F_{TD} = \frac{\frac{1}{K_I}}{1 + p\tau_p} \cdot \frac{c\phi}{pJ_c} \cdot \frac{K_{TD}}{1 + p\tau_{TD}} = \frac{c\phi \cdot K_{TD}}{K_I \cdot pJ_c \cdot (1 + p\tau_\sigma)} \quad (3.7)$$

$$F_{R\omega} = \frac{F_{SO}}{F_{S\omega}} = \frac{\frac{1 + 4 \cdot p\tau_\sigma}{8p^2\tau_\sigma^2 \cdot (1 + p\tau_\sigma)}}{\frac{c\phi \cdot K_{TD}}{K_I \cdot pJ_c \cdot (1 + p\tau_\sigma)}} = \frac{(1 + 4p\tau_\sigma) \cdot K_I \cdot J_c}{8p\tau_\sigma^2 \cdot c\phi \cdot K_{TD}} = \frac{K_I \cdot J_c}{2\tau_\sigma \cdot c\phi \cdot K_{TD}} \cdot \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{4p\tau_\sigma} \quad (3.8)$$

$$K_{R\omega} = \frac{K_I \cdot J_c}{2\tau_\sigma \cdot c\phi \cdot K_{TD}} = \frac{0,107 \cdot 0,3}{2 \cdot 0,01468 \cdot 1,42 \cdot 0,0955} = 8,062$$

$$\tau_{R\omega} = 4 \cdot \tau_\sigma = 4 \cdot 0,01468 = 58,7 \text{ ms}$$

Dle metody SO vzešel opět regulátor typu PI, se zesílením $K_{R\omega} = 8,062$ a časovou konstantou $\tau_{R\omega} = 58,7 \text{ ms}$. Pokud by pro návrh byla použita metoda OM, byl by výsledný regulátor typu P. Absence integrační složky způsobuje určitou ustálenou odchylku úhlové rychlosti, což představuje chybu regulace.

3.5 Návrh regulátoru budícího proudu

Návrh vychází z blokového schématu na obr. 18. Regulátor je navržen dle metody OM. Soustava obsahuje pouze jednu malou časovou konstantu a to časovou konstantu tyristorového měniče τ_{TM} . Pro návrh platí $\tau_{TM} = \tau_{\sigma}$.

$$F_{Sib} = F_{TM} \cdot \frac{\frac{1}{R_b}}{(1 + p\tau_b)} = \frac{K_{TM}}{(1 + p\tau_{TM})} \cdot \frac{\frac{1}{R_b}}{(1 + p\tau_b)} = \frac{K_{Sib}}{(1 + p\tau_{\sigma}) \cdot (1 + p\tau_b)} \quad (3.9)$$

$$K_{Sib} = K_{TM} \cdot \frac{1}{R_b} = 20,71 \cdot \frac{1}{162} = 0,128 \quad (3.10)$$

$$F_{Rib} = \frac{F_{OM}}{F_{Sib}} = \frac{\frac{1}{2p\tau_{\sigma} \cdot (1 + p\tau_{\sigma})}}{\frac{K_{Sib}}{(1 + p\tau_{\sigma}) \cdot (1 + p\tau_b)}} = \frac{1 + p\tau_b}{2p\tau_{\sigma} \cdot K_{Sib}} = \frac{\tau_b}{2\tau_{\sigma} \cdot K_{Sib}} \cdot \frac{1 + p\tau_b}{p\tau_b} = K_{Rib} \cdot \frac{1 + p\tau_{Rib}}{p\tau_{Rib}} \quad (3.11)$$

$$K_{Rib} = \frac{\tau_b}{2\tau_{\sigma} \cdot K_{Sib}} = \frac{0,219}{2 \cdot 0,005 \cdot 0,128} = 171 \quad \tau_{Rib} = \tau_b = 219 \text{ ms}$$

Z návrhu vzešel regulátor typu PI, se zesílením $K_{Rib} = 171$ a časovou konstantou $\tau_{Rib} = 219 \text{ ms}$.

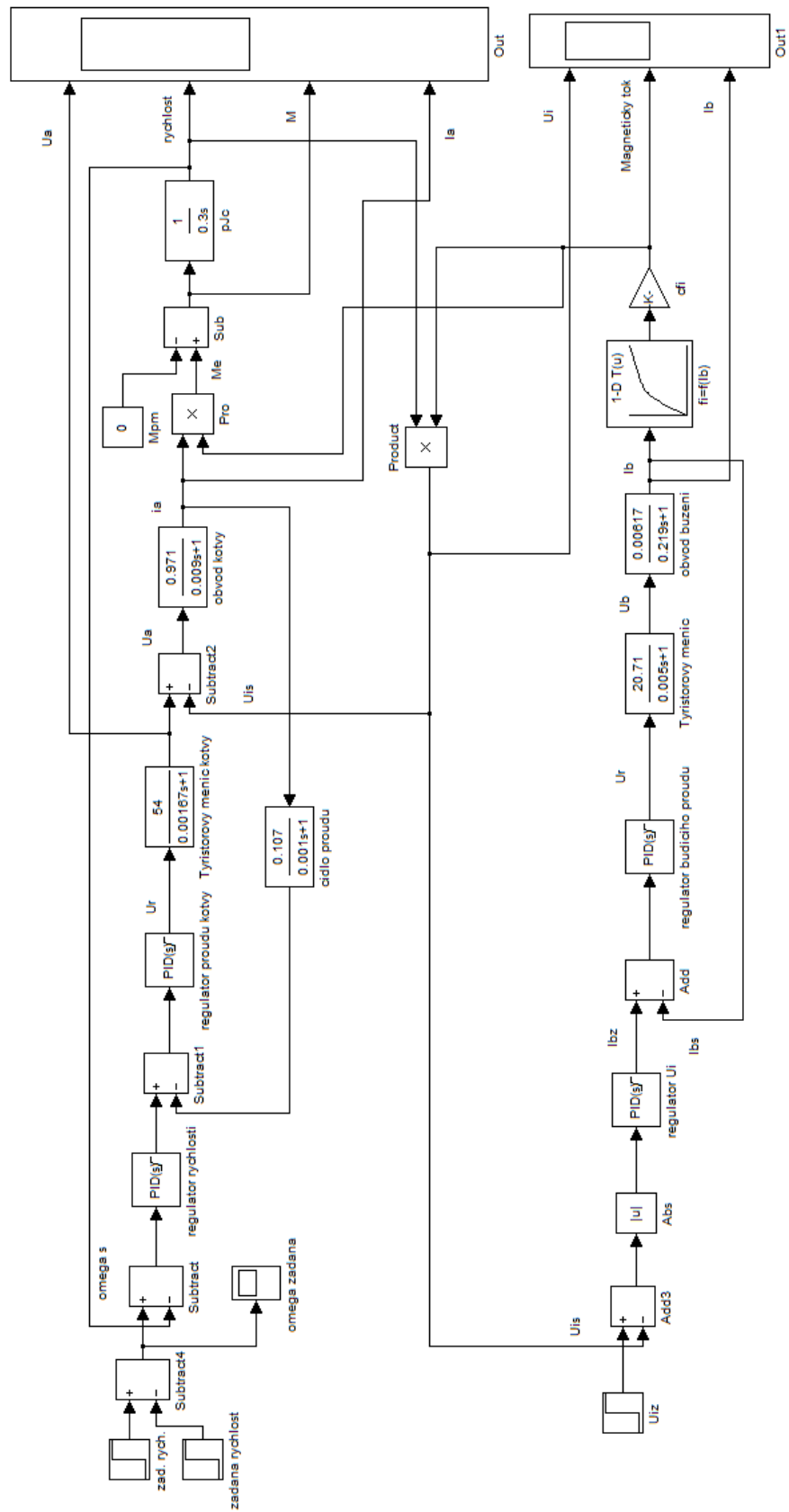
3 Simulační ověření struktury

3.1 Simulační model

Simulační model je vytvořen v počítačovém programu Matlab, konkrétně v jeho rozhraní Simulink. Model na obr. 23 vychází z praktického návrhu, kde bylo nutné navrhnout jednotlivé bloky podle standartních metod, jež se v regulovaných pohonech používají. Model simuluje dynamické chování pohonu o parametrech, které jsou uvedeny v příloze.

Struktura simulovaného pohonu je tvořena kotevní regulační smyčkou a regulační smyčkou buzení, kde každá smyčka má vstupní blok, ve kterém se definuje požadovaná veličina. V kotevní části je definována požadovaná úhlová rychlost (má dva vstupní bloky – z důvodu realizace reverzačního pohonu) a v části buzení požadovaná hodnota indukovaného napětí. Obě smyčky mají na výstupu blok, který zobrazuje reakce jednotlivých fyzikálních veličin na tyto skokové veličiny. Znázorněný model je pro nezatížený motor, proto blok zatěžovacího mechanismu, vstupující do součtového členu momentů, je roven nule.

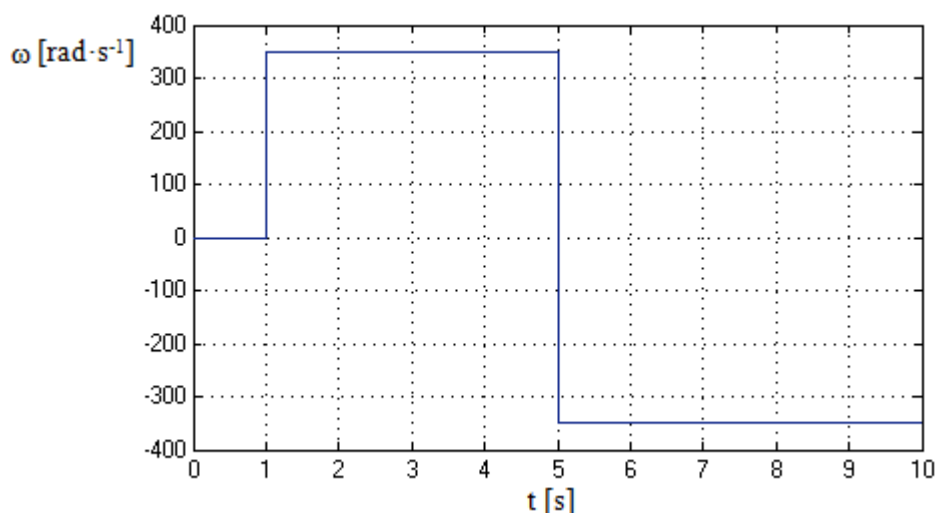
Při regulaci rychlosti do jmenovitých otáček je regulační smyčka budícího obvodu na omezení, to je dáno nastavením omezení budícího proudu na jmenovitou hodnotu v regulátoru indukovaného napětí. Parametr $c\phi$ je na maximu a udržuje konstantní hodnotu - motor je plně nabuzen. Rychlost lze měnit pouze napětím kotvy. V tomto případě mohu nastavit požadovanou rychlost až do hodnoty jmenovité rychlosti. Při regulaci rychlosti nad jmenovité otáčky je definována velikost úhlové rychlosti nad její jmenovitou hodnotu, při konstantním jmenovitém napětí. Ve vstupním bloku budícího obvodu je nastavena žádaná hodnota indukovaného napětí, při které začne motor odbuzovat - zmenšovat skrze budící proud magnetický tok. Jakmile překročí velikost indukovaného napětí žádanou hodnotu, budící proud a $c\phi$ poklesne - to zapříčiní narůst úhlové rychlosti na žádanou hodnotu.



Obr. 23. – Simulační model regulace rychlosti DC motoru v obou rozsazích

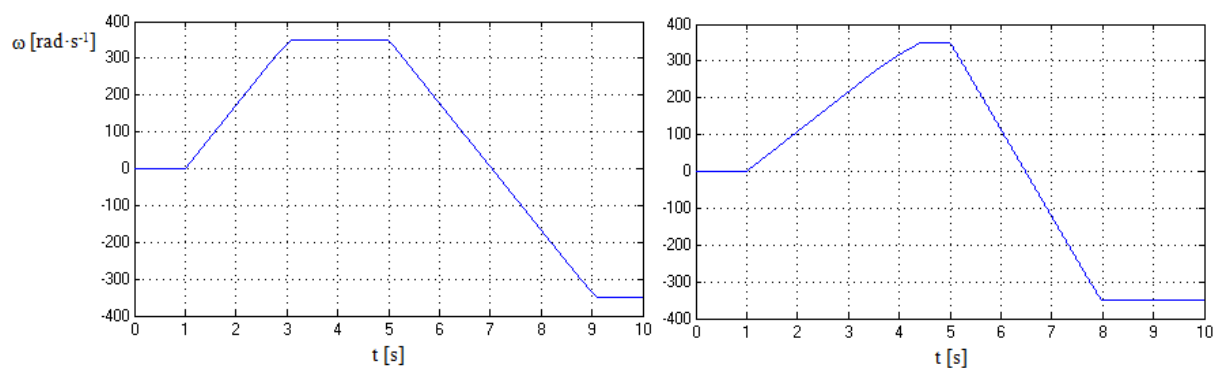
3.2 Průběhy simulovaných veličin

Na obr. 24 je znázorněna žádaná úhlová rychlost, ze které budou dále vycházet ostatní veličiny regulovaného pohonu při rozběhu motoru. V čase $t = 1\text{ s}$ vstoupí požadavek na žádanou úhlovou rychlost, rozběh a chod motoru na žádanou úhlovou rychlost trvá po dobu $t = 4\text{ s}$. V čase $t = 5\text{ s}$ vstoupí požadavek o změně smyslu rychlosti a od této doby trvá brždění (zpomalování), rozběh v opačném směru a chod motoru v opačném směru při konstantní úhlové rychlosti. Potřeba znázornění brždění v opačném směru není podstatná, jelikož by šlo o zcela analogický průběh. Takto stále trvá reverzační chod bez zastavení.

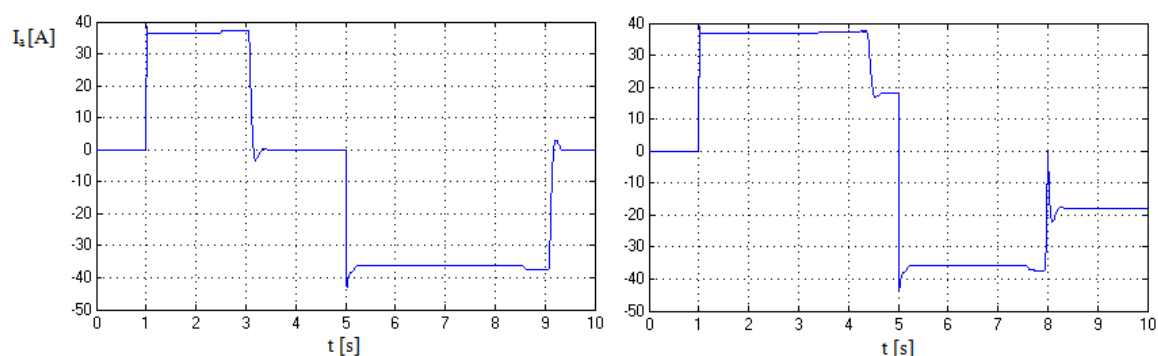


Obr. 24. – Žádaná úhlová rychlost v reverzačním režimu DC motoru při regulaci rychlosti nad její jmenovitou hodnotu

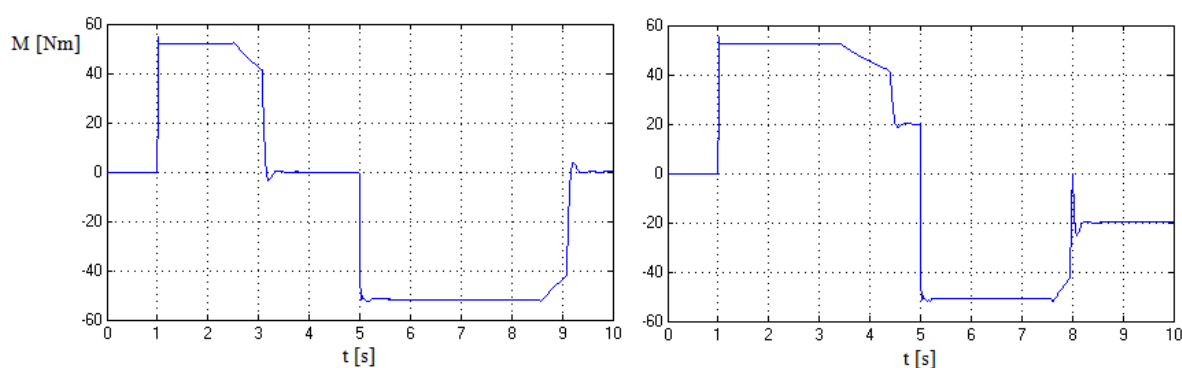
Níže umístěné grafy znázorňují rozběh DC motoru v reverzačním režimu. Jedná se o regulaci rychlosti nad jmenovité otáčky motoru, při nastavené úhlové rychlosti $\omega = 350\text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Levá část znázorňuje nezatížený motor, tedy $M_{PM} = 0$. V pravé části je naopak motor zatížený a to reakčním zatěžovacím momentem, tj. moment, který působí vždy proti pohybu motoru – se změnou smyslu rychlosti se mění i smysl jeho působení. Velikost zatěžovacího momentu je stanovena tak, aby splnila podmínku proudového omezení motoru, proto bude $M_{PM} = 20\text{ Nm}$.



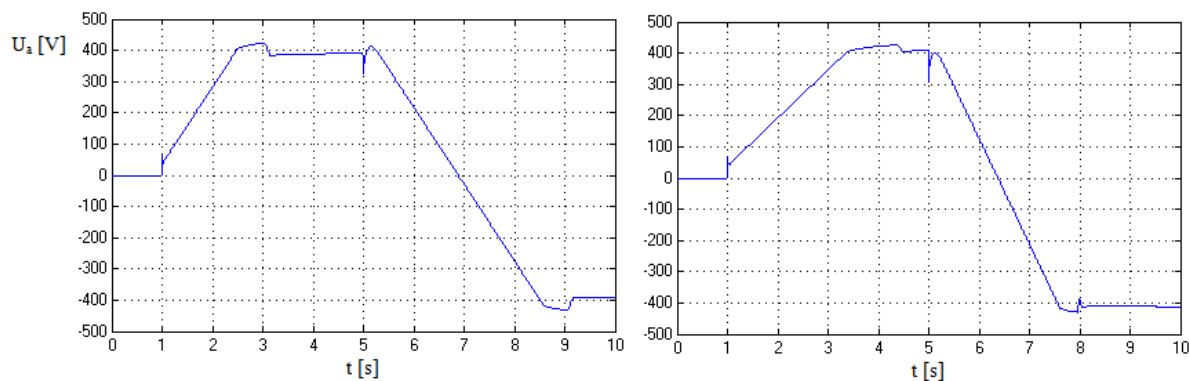
Obr. 25. – Úhlová rychlost v reverzačním režimu DC motoru



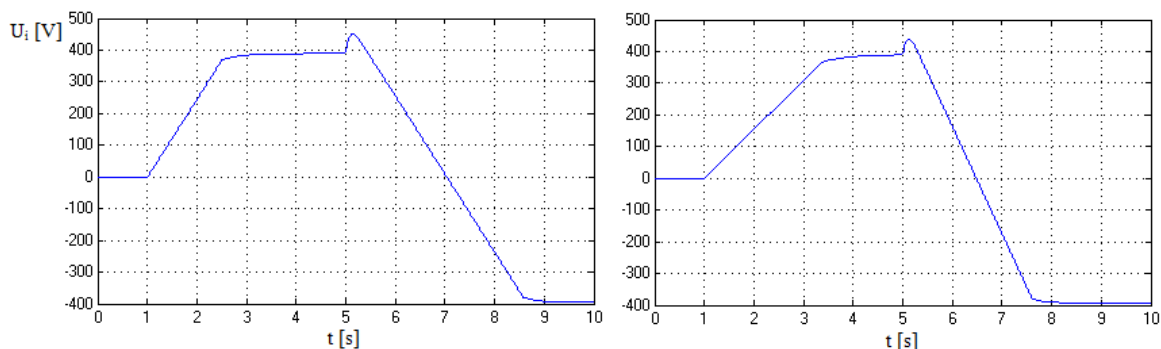
Obr. 26. – Proud kotevního obvodu v reverzačním režimu DC motoru



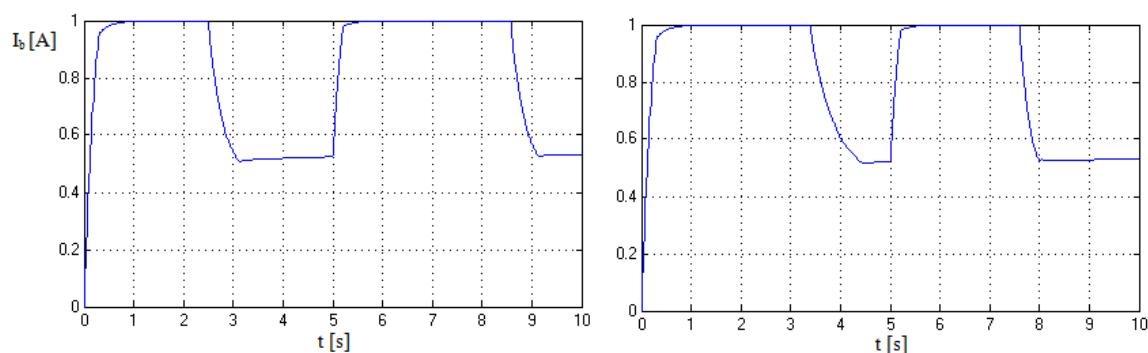
Obr. 27. – Moment pohonu v reverzačním režimu DC motoru



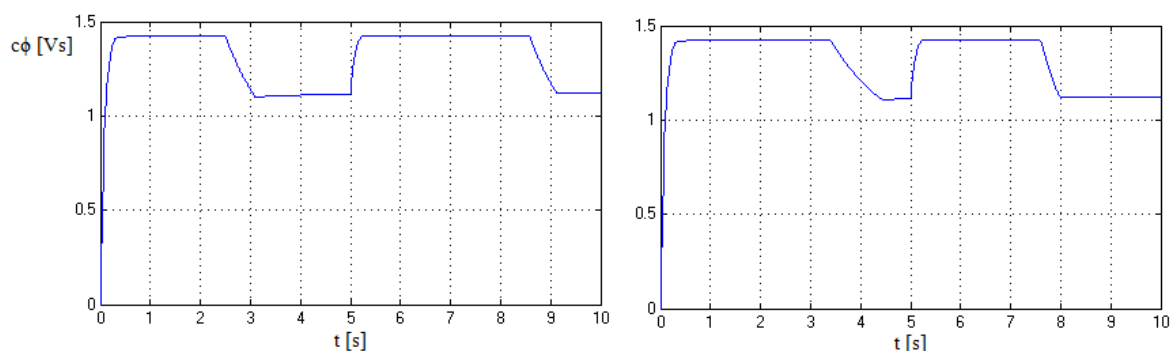
Obr. 28. – Napětí kotevního obvodu v reverzačním režimu DC motoru



Obr. 29. – Indukované napětí v reverzačním režimu DC motoru



Obr. 30. – Budící proud v reverzačním režimu DC motoru

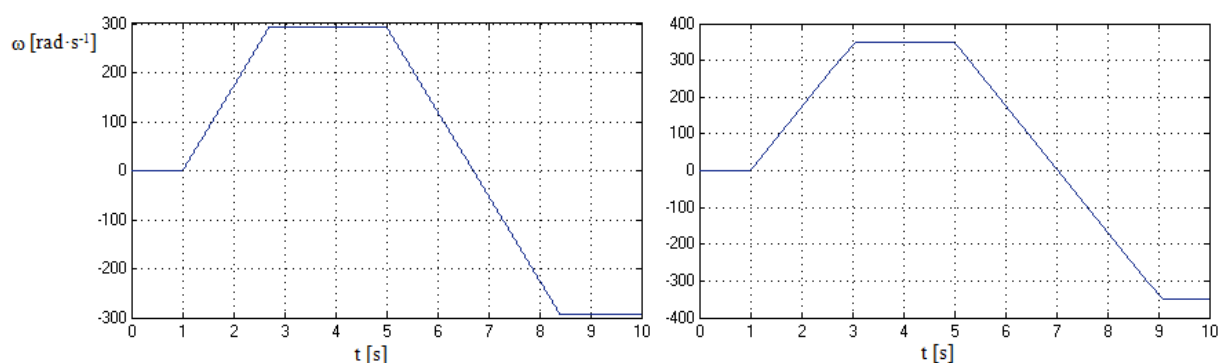


Obr. 31. – Parametr buzení v reverzačním režimu DC motoru

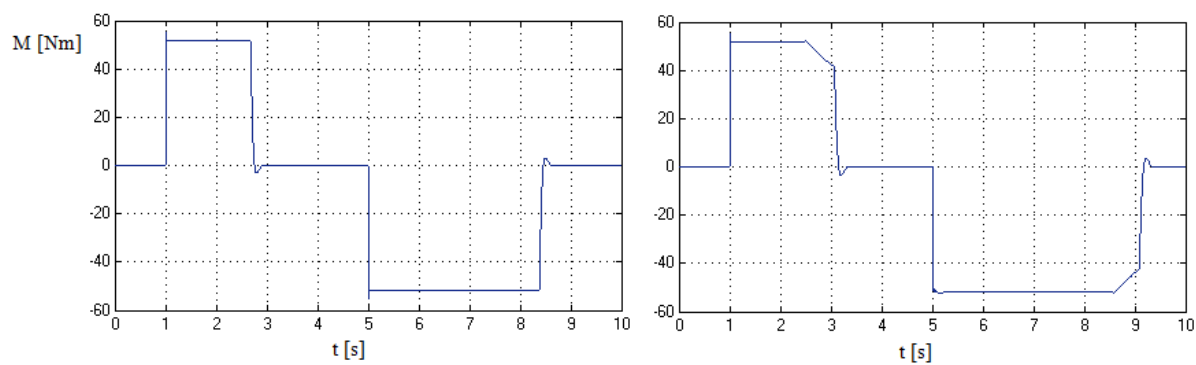
Z porovnání průběhů veličin zatíženého a nezatíženého motoru lze vyvodit následující fakta. Z obr. 25 je patrné, že s rostoucím zatížením se zvětšuje doba rozběhu. Při zatížení $M_{PM} = 20 \text{ Nm}$ se rozběh prodloužil o 1,3 s. U průběhu kotevního proudu (obr. 26) si lze povšimnout proudového omezení na jmenovitou hodnotu motoru a konstantního průběhu při rozběhu motoru, což zaručuje tyristorový měnič. Průběh momentu (obr. 27) při rozběhu je konstantní a je dán proudovým omezením. Velikost momentu při jmenovitém budícím parametru je pak dán dle vzorce $M_e = c\phi_n \cdot I_a$. Malý úsek s nelineárním poklesem značí regulaci od jmenovitých otáček, kde dochází k odbuzování. Zde je pak patrný rozdíl u zatěžovaného pohonu, kde po dosažení požadovaných otáček je celkový moment dán pouze momentem zátěže, u nezatíženého pohonu by byl nulový. Z průběhu kotevního napětí na obr. 28 lze vyvodit, že s rostoucím napětím kotvy roste

i úhlová rychlost nezatíženého motoru, kde je velikost napětí ohraničena jmenovitou hodnotou motoru. Průběh indukovaného napětí (obr. 29) je přímo úměrný úhlové rychlosti motoru. Jeho velikost je ohraničena požadovanou hodnotou. Při srovnání s průběhem úhlové rychlosti (obr. 25) a průběhem budicího proudu (obr. 30) je patrné, že po dosažení žádaného indukovaného napětí dochází k poklesu budicího proudu, což vede k nárůstu úhlové rychlosti nad jmenovitou hodnotu. U průběhů budicího proudu z obr. 30 a parametru buzení z obr. 31 je patrná úměra, dle nelineární magnetizační charakteristiky platí: $\Phi = f(I_b)$. Pokles budicího proudu zapříčiní tedy i pokles parametru buzení. U obou průběhů lze říci, že při regulaci do jmenovitých otáček je jejich hodnota konstantní a na omezení (jedná se o omezení na jmenovité hodnoty těchto veličin, kde budicí proud je dán omezením regulátoru indukovaného napětí a u $c\phi$ je motor plně nabuzen, tedy na jmenovité hodnotě $c\phi = 1,42 \text{ Vs}$), kdežto u regulace nad jmenovitou úhlovou rychlost se jejich hodnota nelineárně snižuje až po žádanou (maximální) velikost úhlové rychlosti, kde si poté zachovávají konstantní hodnotu. S ohledem na zatížení je rozdíl v tom, že se průběh odbuzování motoru nepatrně prodlouží.

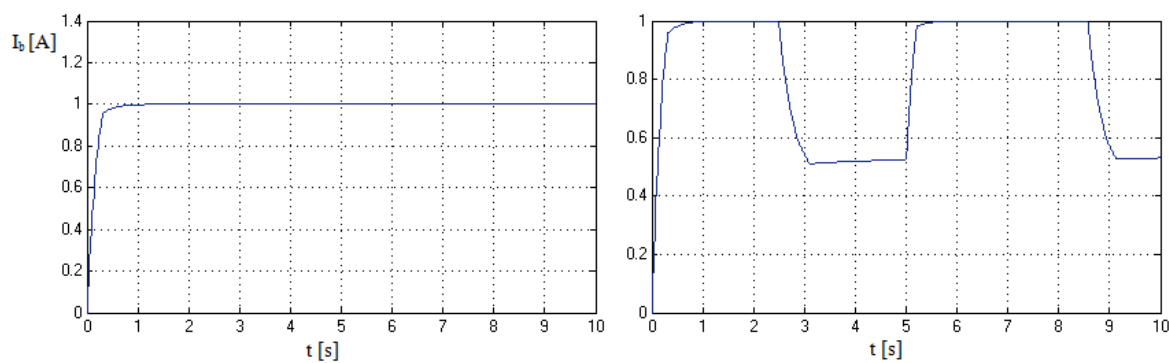
Pro ověření funkčnosti odbuzování motoru a tedy zvyšování úhlové rychlosti nad jmenovitou hodnotu jsou níže znázorněny průběhy úhlové rychlosti, momentu motoru, budicího proudu a parametru buzení. Uvedené grafické znázornění platí opět pro reverzační režim motoru. V levé části je regulována úhlová rychlost na svou jmenovitou hodnotu $\omega_n = 293 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ a v pravé části je úhlová rychlost regulována nad svou jmenovitou hodnotu $\omega = 350 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, což je patrné z obr. 32. Rozdíl mezi průběhy obou momentů (obr. 33) se projevuje až při nárůstu úhlové rychlosti nad její jmenovitou hodnotu, kde dochází k nelineárnímu poklesu jeho hodnoty v závislosti na velikosti úhlové rychlosti, viz obr. 3 v kapitole 2.2. Při regulaci na jmenovité otáčky jsou průběhy budicího proudu i parametru buzení konstantní (na omezení jejich jmenovitých hodnot). V čase $t = 2,5 \text{ s}$ dochází k poklesu budicího proudu a tedy i k poklesu parametru buzení, což vede k nárůstu úhlové rychlosti až do její žádané hodnoty v čase $t = 3 \text{ s}$. Nejvíce patrné z porovnání pravých částí obr. 32 a obr. 35.



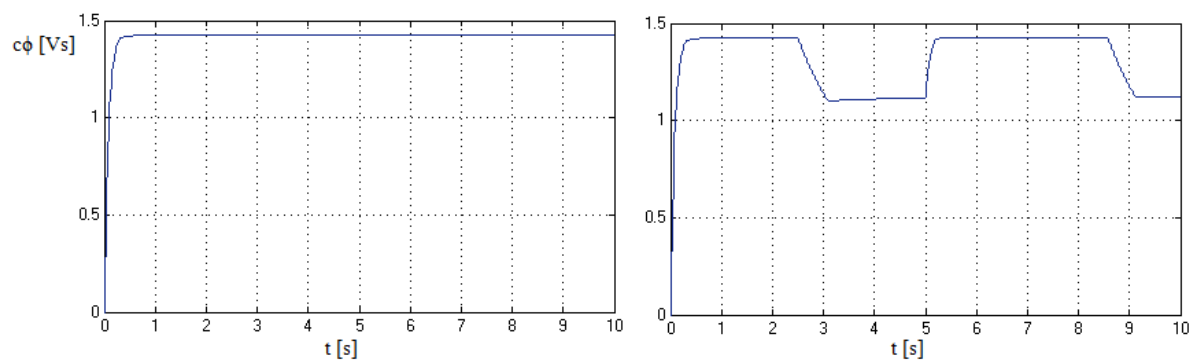
Obr. 32. – Úhlová rychlost v reverzačním režimu DC motoru



Obr. 33. – Moment pohonu v reverzačním režimu DC motoru



Obr. 34. – Budicí proud v reverzačním režimu DC motoru



Obr. 35. – Parametr buzení v reverzačním režimu DC motoru

Závěr

Úkolem mojí bakalářské práce bylo vytvořit matematický a simulační model regulace rychlosti DC motoru v obou rozsazích a ověřit jeho simulační vlastnosti. Simulační model jsem vytvořil v programu Matlab, konkrétně v jeho modelovacím rozhraní Simulink.

Prvním cílem bylo seznámení se s danou problematikou a na základě samostudia bylo mým úkolem vytvořit teoretický rozbor regulační struktury. Pro vlastní pochopení jsem rozebral jednotlivé bloky struktury, seznámil jsem se se základními principy stejnosměrných motorů a utvořil si povědomí o základech regulace pohonů.

V následující části, kde byla nutnost navrhnout matematický model regulační struktury, jsem těžil ze znalostí dosažených dosavadním studiem na vysoké škole. Provedl jsem návrh matematického modelu jednotlivých bloků struktury skrze jejich operátorové přenosy. Kromě přenosů tyristorových měničů a přenosu DC motoru byl nejnáročnější návrh regulátorů. U návrhu regulátorů bylo nutné dodržovat pravidla dle optimalizačních metod, ze kterých vzešli výsledná zesílení a časové konstanty regulátorů. Tyto parametry se vkládaly přímo do bloku jménem PID controller, kde každá složka regulátoru lze nastavit samostatně. Jelikož všechny navržené regulátory byly typu PI, byla složka D nastavena nulová. Skrze zmíněný blok lze nastavit také omezení velikosti veličiny, jež z regulátoru vystupuje.

Nakonec bylo nutné operátorové přenosy jednotlivých bloků implementovat do simulačního modelu vytvořeného v Simulinku. Pro tvorbu bloků, u nichž nebylo nutné definovat jejich parametry pomocí přenosů, postačovali pouze základní znalosti Simulinku a dané regulační struktury. Výstupem simulačního modelu jsou přechodové charakteristiky, které definují dynamické chování regulační struktury.

Z výsledků a teoretických znalostí usuzuji, že dynamické chování simulačního modelu je správné. Snímané veličiny reagovaly na skokové veličiny přesně podle teoretických poznatků. Pro názornost mohu uvést průběh rozběhu motoru dle obr. 5, kde v porovnání s nasimulovanými průběhy nejsou výrazné odlišnosti.

Literatura

- [1] *Učební texty do předmětu Mechatronika* [online]. VŠB TU Ostrava [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: http://homen.vsb.cz/~hav278/MS/Studijni_opory/Motory_DC.pdf
- [2] ČERMÁK, Tomáš. *Elektrické pohony*. 2. vydání. Ostrava: VŠB TU Ostrava, 1987.
- [3] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické regulované pohony* [online]. Brno, 2007 [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=18964
- [4] NEBORÁK, Ivo a Václav SLÁDEČEK. *Učební texty do předmětu ERP I* [online]. VŠB TU Ostrava [cit. 2013-05-05]. Dostupné z: lms.vsb.cz
- [5] CHLEBIŠ, Petr. *Výkonová elektronika I* [online]. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2007 [cit. 2013-05-05]. ISBN 978-80-248-1485-8.
- [6] NEBORÁK, Ivo, Petr PALACKÝ, Václav SLÁDEČEK a Václav VRÁNA. *Elektrické pohony: Syllaby do cvičení*. Ostrava: VŠB TU Ostrava, 2002.

Příloha

Byl simulován pohon umístěný v laboratoři katedry výkonové elektroniky a elektrických pohonů VŠB-TU Ostrava sestávající ze stejnosměrného motoru s cizím buzením typu TTN 20 Ab (MEZ Brno) o následujících parametrech:

$P_n = 15 \text{ kW}$, $U_{an} = 440 \text{ V}$, $I_{an} = 37,5 \text{ A}$, $n_n = 28 \div 2800 \text{ ot/min}$, $J_m = 0,24 \text{ kgm}^2$, CB $I_{bn} = 1 \text{ A}$, $U_{bn} = 190 \text{ V}$, $c\phi = 1,42 \text{ Vs}$, $R_a = 0,7 \Omega$, $L_a = 8 \text{ mH}$.

Motor byl napájen z šestipulzního řízeného usměrňovače typu SIMOREG 6RA 2418-6DV62-0 (Siemens) o jmenovitých výstupních hodnotách $U_n = 420 \text{ V}$, $I_n = 30 \text{ A}$.

Na hřídeli byl připojen asynchronní motor typu 4AP 132M-4, $P_n = 7,5 \text{ kW}$, $J_m = 0,0337 \text{ kgm}^2$, který sloužil k eventuálnímu zatěžování pohonu.

Ke snímání otáček bylo použito tachodynamo typu K 10 A2 (MEZ Náchod) o hodnotě 80 V/1000 ot/min .

Výpočtem byly určeny hodnoty celkového činného odporu a indukčnosti v obvodu kotvy:

$R_{ac} = 1,03 \Omega$, $L_{ac} = 9,3 \text{ mH}$, ($T_{ac} = 9 \text{ ms}$), celk. moment setrvačnosti pohonu $J_c = 0,3 \text{ kgm}^2$.

Jmenovité hodnoty budicího obvodu:

$I_{bn} = 1 \text{ A}$, $U_{bn} = 190 \text{ V}$

Změřené hodnoty budicího obvodu:

$R_b = 162 \Omega$, $L_b = 35,5 \text{ H}$